

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Shigeru SHIBATA

GAU:

SERIAL NO: NEW APPLICATION

EXAMINER:

FILED: HEREWITH

FOR: QUADRATURE MODULATION APPARATUS, RADIO TRANSMISSION APPARATUS USING  
QUADRATURE MODULATION APPARATUS AND QUADRATURE MODULATION METHOD

REQUEST FOR PRIORITY

ASSISTANT COMMISSIONER FOR PATENTS  
WASHINGTON, D.C. 20231

SIR:

- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number, filed, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Provisional Application Serial Number, filed, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e).
- ☒ Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

| <u>COUNTRY</u> | <u>APPLICATION NUMBER</u> | <u>MONTH/DAY/YEAR</u> |
|----------------|---------------------------|-----------------------|
| Japan          | 2000-364504               | November 30, 2000     |

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- ☒ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee
- ☐ were filed in prior application Serial No. filed.
- ☐ were submitted to the International Bureau in PCT Application Number .  
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- ☐ (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and  
(B) Application Serial No.(s)
- ☐ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,  
MAIER & NEUSTADT, P.C.

  
Marvin J. Spivak

Registration No. 24,913

C. Irvin McClelland

Registration Number 21,124



22850

Tel. (703) 413-3000  
Fax. (703) 413-2220  
(OSMMN 10/98)

#2 8-17-01  
Priority Papers  
J1033 U.S. PTO  
09/08/947  
06/20/01

日 本 国 特 許 庁  
PATENT OFFICE  
JAPANESE GOVERNMENT

J1033 U.S. PRO  
09/883947  
06/20/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office.

出 願 年 月 日  
Date of Application:

2000年11月30日

出 願 番 号  
Application Number:

特願2000-364504

出 願 人  
Applicant (s):

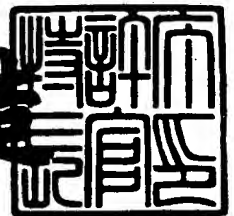
株式会社東芝

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

2001年 2月 9日

特許庁長官  
Commissioner,  
Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3006348

【書類名】 特許願

【整理番号】 A000006246

【提出日】 平成12年11月30日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H04L 29/00

【発明の名称】 直交変調装置

【請求項の数】 1

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都日野市旭が丘3丁目1番地の1 株式会社東芝日野工場内

    【氏名】 柴田 茂

【特許出願人】

    【識別番号】 000003078

    【氏名又は名称】 株式会社 東芝

【代理人】

    【識別番号】 100058479

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 鈴江 武彦

    【電話番号】 03-3502-3181

【選任した代理人】

    【識別番号】 100084618

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 村松 貞男

【選任した代理人】

    【識別番号】 100068814

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 坪井 淳

【選任した代理人】

    【識別番号】 100092196

【弁理士】

【氏名又は名称】 橋本 良郎

【選任した代理人】

【識別番号】 100091351

【弁理士】

【氏名又は名称】 河野 哲

【選任した代理人】

【識別番号】 100088683

【弁理士】

【氏名又は名称】 中村 誠

【選任した代理人】

【識別番号】 100070437

【弁理士】

【氏名又は名称】 河井 将次

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011567

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 直交変調装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 所定周波数の基本波を有し、かつ互いの位相差が 90 度である 2 つのローカル信号を生成するローカル信号生成手段と、

このローカル信号生成手段により生成された前記 2 つのローカル信号のそれぞれについて前記基本波を含む高周波帯域の成分を抑圧する 2 つの低域通過フィルタと、

この 2 つの低域通過フィルタのそれぞれから出力される 2 つのローカル信号を用いて 2 系統のベースバンド信号を直交変調する変調手段とを具備したことを特徴とする直交変調装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、無線通信機の送信部にて用いられ、2 系統のベースバンド信号の直交変調を行う直交変調装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

図 1 4 は従来の直交変調装置の構成を示す図である。

【0003】

この図において、破線で囲い、かつ符号 MOD を付して示してあるものが直交変調装置であって、ローカルシンセサイザ 1、90 度移相器 2、直交変調器 3 および低域通過フィルタ 4 を有している。直交変調器 3 はさらに、乗算器 3 a、3 b および加算器 3 c を有している。

【0004】

ローカルシンセサイザ 1 は、所定周波数  $f_{if}$  を基本波とするローカル信号を出力する。このローカル信号は、90 度移相器 2 において、互いの位相差が 90 度である 2 つのローカル信号に 2 分周・2 分岐され、おのこの直交変調器 3 の 2 つの乗算器 3 a、3 b に与えられる。

## 【 0 0 0 5 】

乗算器 3 a, 3 b には、I ch および Q ch のベースバンド変調信号が図示しないベースバンド部からそれぞれ与えられており、これらのベースバンド変調信号にローカル信号がそれぞれ乗算される。そしてこの乗算器 3 a, 3 b でそれぞれ得られる信号を加算器 3 c で加算することで、両信号を合成した変調信号を発生する。

## 【 0 0 0 6 】

このようにして得られた変調信号は、例えば非線形増幅器 AMP により増幅され、例えば無線送信に利用される。しかし、直交変調器 3 から出力される変調信号には高調波成分が存在する。このため、そのまま非線形増幅器 AMP での増幅を行うと、増幅後の変調信号には 3 次相互変調成分が現れる。この 3 次相互変調成分が基本波との周波数離隔量が少ない場合、非線形増幅器 AMP よりも後段にフィルタを設けても抑圧することができず、そのまま外部に出力されてしまって不要波となる。この様な不要波は出力信号の隣接チャンネルへの漏洩電力を増加させ、また出力信号の変調精度を劣化させるといった不具合を引き起こす。

## 【 0 0 0 7 】

そこで、このような 3 次相互変調成分の原因となる高調波成分を抑圧するべく、低域通過フィルタ 4 を設けてある。

## 【 0 0 0 8 】

この低域通過フィルタ 4 に必要とされる特性について説明する。

## 【 0 0 0 9 】

まず、直交変調器 3 は周知の通り、ベースバンド I, Q 信号に互いに 90 度の位相差を有するローカル信号をそれぞれ乗算し、加算することで所望の変調信号を取り出す回路である。

## 【 0 0 1 0 】

ここでベースバンド信号を

$$BB\_I = V_{BB} \cos \theta$$

$$BB\_Q = V_{BB} \sin \theta$$

と置く。またローカル信号を

$$Lo\_I = V_L \cos \omega_L t$$

$$Lo\_Q = V_L \cos \{ \omega_L t + (\pi / 2) \}$$

と置く。

【 0 0 1 1 】

直交変調器 3 が理想的に動作するならば、直交変調器 3 の出力は、

$$\begin{aligned} V_{Qm} &= BB\_I \times Lo\_I + BB\_Q \times Lo\_Q \\ &= V_{BB} \cos \theta \times V_L \cos \omega_L t + V_{BB} \sin \theta \times V_L \cos \{ \omega_L t + (\pi / 2) \} \\ &= V_{BB} \cos \theta \times V_L \cos \omega_L t + V_{BB} \sin \theta \times (-1) \times V_L \sin(\omega_L t) \\ &= A_{Qm} \cos(\omega_L t + \theta) \quad A_{Qm} \equiv V_{BB} \end{aligned}$$

のようにローカル信号に変調波  $\theta$  が位相変調された形で出力されることになる。

【 0 0 1 2 】

しかしながら、ローカル信号が歪んでいる場合のように、ローカル信号の奇数次高調波成分が加算される場合、

$$\begin{aligned} Lo\_I &= V_L \cos \omega_L t + A_3 V_L \cos 3 \omega_L t \\ Lo\_Q &= V_L \cos \{ \omega_L t + (\pi / 2) \} \\ &\quad + A_3 V_L \cos 3 \{ \omega_L t + (\pi / 2) \} \end{aligned}$$

と置くならば、直交変調器 3 の出力は、

$$\begin{aligned} V_{Qm} &= BB\_I \times Lo\_I + BB\_Q \times Lo\_Q \\ &= V_{BB} \cos \theta \times (V_L \cos \omega_L t + A_3 V_L \cos 3 \omega_L t) \\ &\quad + V_{BB} \sin \theta \times [V_L \cos \{ \omega_L t + (\pi / 2) \} + A_3 V_L \cos 3 \{ \omega_L t + (\pi / 2) \}] \\ &= V_{BB} \cos \theta \times V_L \cos \omega_L t + V_{BB} \sin \theta \times A_3 V_L \cos 3 \omega_L t \\ &\quad + V_{BB} \sin \theta \times V_L \cos \{ \omega_L t + (\pi / 2) \} \\ &\quad + V_{BB} \sin \theta \times A_3 V_L \cos 3 \{ \omega_L t + (\pi / 2) \} \\ &= V_{BB} \cos \theta \times V_L \cos \omega_L t + V_{BB} \sin \theta \times A_3 V_L \cos 3 \omega_L t \\ &\quad + V_{BB} \sin \theta \times (-1) \times V_L \sin \omega_L t + V_{BB} \sin \theta \times (+1) \times A_3 V_L \sin 3 \omega_L t \\ &= V_{BB} \times V_L \{ \cos \theta \times \cos \omega_L t - \sin \theta \times \sin \omega_L t \} \\ &\quad + V_{BB} \times A_3 V_L \{ \cos \theta \times \cos 3 \omega_L t + \sin \theta \times \sin 3 \omega_L t \} \\ &= A_{Qm} \times \cos(\omega_L t + \theta) + A_{Qm3} \times \cos(3 \omega_L t - \theta) \\ &\quad A_{Qm} \equiv V_{BB} \times V_L, \quad A_{Qm3} \equiv V_{BB} \times A_3 V_L \end{aligned}$$

のようになる。すなわち、3次の移相成分の極性は基本波の極性に対して反転している。

## 【0013】

このような基本波および3次波が非線形増幅器AMPに入力された場合の非線形増幅器AMPの出力信号につき以下に説明する。

## 【0014】

まず、ここでは周波数領域で説明を行うために、

$$2\pi\omega_L = f_{if}, \quad d\theta/dt = f_{BB}$$

とする。

## 【0015】

この場合、上記2信号はそれぞれ、

$$A_{Qm} \cos(\omega_L t + \theta) \rightarrow f_{if} + f_{BB}$$

$$A_{Qm} \cos(3\omega_L t - \theta) \rightarrow 3f_{if} - f_{BB}$$

のように対応が付けられる。

## 【0016】

さて、周知のように一般に非線形回路に2つの信号を入力した場合、増幅器の非線形動作のために種々の相互変調成分が発生するが、ここでは3次相互変調成分に着目して説明する。

## 【0017】

2つの入力信号の周波数をそれぞれ $f_1$ ,  $f_2$ と置くならば、3次相互変調成分は

$$(-2) \times f_1 + (+1) \times f_2$$

と表せる。そして、

$$f_1 = f_{if} + f_{BB}$$

$$f_2 = 3f_{if} - f_{BB}$$

とすると、

$$\begin{aligned} (-2) \times f_1 + (+1) \times f_2 &= (-2) \times (f_{if} + f_{BB}) + (+1) \times (3f_{if} - f_{BB}) \\ &= f_{if} - 3f_{BB} \end{aligned}$$

となり、3次相互変調成分として $f_{if} - 3f_{BB}$ が発生するのである。



## 【 0 0 1 8 】

この 3 次相互変調成分は、相互変調成分の発生式の  $3f_{if} - f_{BB}$  の係数が (+1) であることから、非線形増幅器 AMP の入力の 3 次波  $3f_{if} - f_{BB}$  が A [dB] 増加すると A [dB] 増加する。すなわち 3 次波に対して 3 次相互変調成分が 1 : 1 の比で増加する。従ってこの 3 次相互変調成分は、直交変調器 3 が出力する変調信号における 3 次波レベルを抑圧すれば良いのであり、これを低域通過フィルタ 4 により行うのである。

## 【 0 0 1 9 】

ここで前記のように非線形増幅器 AMP の入力の 3 次波のレベルと非線形増幅器 AMP の出力の 3 次相互変調成分のレベルが 1 : 1 で対応するため、低域通過フィルタ 4 における 3 次波の抑圧比と非線形増幅器 AMP の出力における 3 次相互変調成分（不要波）の抑圧比との関係も図 1 5 に示すように 1 : 1 となる。

## 【 0 0 2 0 】

このことから、図 1 6 (a) に示すようなスペクトルを持つ変調信号（直交変調器 3 の出力信号）に関し、低域通過フィルタ 4 にて 3 次波を図 1 6 (b) に示すように X [dB] だけ抑圧することで、非線形増幅器 AMP から出力される変調信号における 3 次相互変調成分が図 1 6 (c) に示すように X [dB] だけ抑圧することができる。

## 【 0 0 2 1 】

従って、3 次波の周波数に対する抑圧比が大きな低域通過フィルタ 4 を使用するほど、3 次相互変調成分を小さく抑えることができる。ところが、基本波をも抑圧してしまうと、そのまま信号レベルの低下として現れてしまうため、基本波の周波数成分は十分に通過させるような特性が低域通過フィルタ 4 の特性として要求される。

## 【 0 0 2 2 】

この結果、3 次波の抑圧比 X [dB] を十分に大きくした低域通過フィルタ 4 には周波数－利得特性が図 1 6 に示すように急峻であるものが必要とされる。

## 【 0 0 2 3 】

ところが、この図 1 7 に示すような急峻に変化する周波数－利得特性を持つフ

ィルタは、構成が複雑なものになってしまう。

【0024】

【発明が解決しようとする課題】

以上のように従来の直交変調装置では、外部へと出力する変調信号における高調波を抑圧することとしているために、この高調波の抑圧のための低域通過フィルタの構成が複雑になり、部品点数の増加により、サイズの増大、重量の増大、並びにコストの増加などを生じさせてしまうという不具合があった。

【0025】

本発明はこのような事情を考慮してなされたものであり、その目的とするところは、高調波に対する抑圧比が比較的小さく、かつ周波数－利得特性の変化が緩やかな簡易な構成の低域通過フィルタを用いて変調信号における高調波を十分に小さく抑えることができる直交変調装置を提供することにある。

【0026】

【課題を解決するための手段】

以上の目的を達成するために本発明は、所定周波数の基本波を有し、かつ互いの位相差が90度である2つのローカル信号を生成する、例えばローカルシンセサイザおよび90度移相器よりなるローカル信号生成手段と、このローカル信号生成手段により生成された前記2つのローカル信号のそれぞれについて前記基本波を含む高周波帯域の成分を抑圧する2つの低域通過フィルタと、この2つの低域通過フィルタのそれぞれから出力される2つのローカル信号を用いて2系統のベースバンド信号を直交変調する例えば直交変調器などの変調手段とを備えた。

【0027】

このような手段を講じたことにより、ローカル信号は低域通過フィルタにより基本波および3次波が抑圧された上で変調手段へと与えられる。変調手段の出力における3次波は、ローカル信号における基本波とはおよそ1:3の比で、またローカル信号における3次波とはおよそ1:1の比で生じるので、ローカル信号における基本波の抑圧と3次波の抑圧との相乗効果により変調手段の出力における3次波が抑圧される。

【0028】

## 【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して本発明の実施形態につき説明する。

## 【0029】

図1は本発明の一実施形態に係る直交変調装置の要部構成を示すブロック図である。なお、図14と同一部分には同一符号を付してある。

## 【0030】

この図に示すように本実施形態の直交変調装置は、ローカルシンセサイザ1、90度移相器2、直交変調器3および低域通過フィルタ5、6を有している。直交変調器3はさらに、乗算器3a、3bおよび加算器3cを有している。

## 【0031】

ローカルシンセサイザ1は、所定周波数 $f_{if}$ を基本波とするローカル信号を発生し、このローカル信号を90度移相器2へと与える。

## 【0032】

90度移相器2は、ローカルシンセサイザ1から与えられるローカル信号を、互いの位相差が90度である2つのローカル信号に2分周・2分岐する。そして90度移相器2は、これらの2つのローカル信号を低域通過フィルタ5、6にそれぞれ与える。

## 【0033】

低域通過フィルタ5、6は、90度移相器2からそれぞれ与えられるローカル信号における低域成分を抑圧すること無しに通過させる。この低域通過フィルタ5、6が抑圧すること無しに通過させる低域は、ローカル信号の基本波を含まない。すなわち低域通過フィルタ5、6は、例えば図2に示すような周波数-利得特性を有し、ローカル信号における基本波および高調波は抑圧する。そして低域通過フィルタ5、6は、高域成分を抑圧したローカル信号を直交変調器3に設けられた2つの乗算器3a、3bにそれぞれ与える。

## 【0034】

乗算器3a、3bには、I<sub>ch</sub>およびQ<sub>ch</sub>のベースバンド変調信号がそれぞれ与えられる。乗算器3a、3bは、それぞれ与えられるベースバンド変調信号とローカル信号とを乗算する。そして乗算器3a、3bは、上記乗算の結果を加算器

3 c へと与える。

【0035】

加算器 3 c は、乗算器 3 a、3 b のそれぞれの出力を加算し、その結果を直交変調器 3 での直交変調の結果としての変調信号として出力する。

【0036】

以上が本実施形態に係る直交変調装置の構成であるが、以下にこの直交変調装置の使用例をいくつか例示し、各使用例での直交変調装置の特徴的な動作について説明する。

【0037】

(第 1 の使用例)

図 3 は図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図である。なお、図 1 と同一部分には同一符号を付し、その詳細な説明は省略する。

【0038】

この図に示すように本例の無線送信機は、ローカルシンセサイザ 1、90 度移相器 2、直交変調器 3、低域通過フィルタ 5、6、非線形増幅器 7、 $1/R$  分周器 8、位相比較器 9、ループフィルタ 10、電圧制御発振器 11、主増幅器 12、アンテナ 13、アッテネータ 14、ダウンコンバートミキサ 15、ローカルシンセサイザ 16、帯域通過フィルタ 17、非線形増幅器 18 および  $1/N$  分周器 19 を有している。

【0039】

本実施形態の直交変調装置 100 から出力される変調信号は、非線形増幅器 7 に与えられ、その振幅が適切な論理振幅となるように増幅する。そして非線形増幅器 7 で増幅された後の変調信号は、 $1/R$  分周器 8 にて周波数が  $1/R$  になるように分周された上で位相比較器 9 へと与えられる。

【0040】

位相比較器 9 へは、 $1/R$  分周器 8 から与えられる信号の他に、 $1/N$  分周器 19 から信号が与えられる。そして位相比較器 9 では、これらの 2 つの信号の移相を比較して、その位相差に対応した電圧レベルを持つ制御信号を出力する。

## 【 0 0 4 1 】

位相比較器 9 から出力された制御信号は、ループフィルタ 1 0 により不要な高調波成分や雑音が除去された上で電圧制御発振器 1 1 へと与えられる。

## 【 0 0 4 2 】

電圧制御発振器 1 1 は、ループフィルタ 1 0 から与えられる制御信号の電圧レベルに応じた周波数を発振し、これにより得られる信号を送信信号として出力する。なお電圧制御発振器 1 1 は、中心周波数が所定のシステム通信帯域に属する送信信号を発生する。

## 【 0 0 4 3 】

電圧制御発振器 1 1 から出力される送信信号は、主増幅器 1 2 により無線送信するのに必要な電力レベルまで増幅された上でアンテナ 1 3 へと供給される。そして送信信号は、アンテナ 1 3 により空間へと電波として放射される。

## 【 0 0 4 4 】

さて、電圧制御発振器 1 1 から出力される送信信号は、アッテネータ 1 4 にも分岐入力され、このアッテネータ 1 4 にて適切な振幅レベルに減衰される。そしてアッテネータ 1 4 により減衰された送信信号は、ダウンコンバートミキサ 1 5 にて、ローカルシンセサイザ 1 6 が発生するローカル信号と乗算されることでダウンコンバートされる。このようにダウンコンバートされた送信信号は、帯域通過フィルタ 1 7 により不要な周波数成分が除去されたのち、非線形増幅器 1 8 によりその振幅が適切な論理振幅となるように増幅される。このように非線形増幅器 1 8 で増幅された後の変調信号は、 $1/N$ 分周器 1 9 にて周波数が  $1/N$  になるように分周された上で位相比較器 9 へと与えられる。

## 【 0 0 4 5 】

かくして、非線形増幅器 7、 $1/R$ 分周器 8、位相比較器 9、ループフィルタ 1 0、電圧制御発振器 1 1、アッテネータ 1 4、ダウンコンバートミキサ 1 5、ローカルシンセサイザ 1 6、帯域通過フィルタ 1 7、非線形増幅器 1 8 および  $1/N$ 分周器 1 9 により位相同期ループ (PLL) が構成されている。

## 【 0 0 4 6 】

すなわちこの無線送信機は、ローカルシンセサイザ 1、90 度移相器 2、直交

変調器 3 および低域通過フィルタ 5, 6 から構成される直交変調装置 1 0 0 で得られた変調信号を変調ループ方式により無線送信するものとなっている。

【 0 0 4 7 】

次に以上のように構成された無線送信機の動作につき説明する。

【 0 0 4 8 】

まず、直交変調装置 1 0 0 には低域通過フィルタ 5, 6 が設けられているが、これ以外の構成は従来より知られている一般的なものであって、直交変調の処理も基本的には従来よりある直交変調装置と同様に行われる。そして直交変調器 3 により得られた変調信号が、フィルタを介することなくそのまま直交変調装置 1 0 0 の出力として非線形増幅器 7 へと与えられる。

【 0 0 4 9 】

さて、PLL が同期状態にある場合、位相比較器 9 に入力される 2 つの信号の位相差が無くなるように電圧制御発振器 8 の発振周波数が制御される。すなわち、当該 PLL は、直交変調装置 1 0 0 から出力される信号によって発生する位相偏移を打ち消すように電圧制御発振器 8 を発振させることになる。この結果電圧制御発振器 8 は、直交変調装置 1 0 0 から出力される変調信号に対して同一の位相偏移を有する送信信号を発生することができる。

【 0 0 5 0 】

そしてこのようにして PLL により発生された送信信号が、主増幅器 1 2 によって増幅された上でアンテナ 1 3 へと供給されて、アンテナ 1 3 より無線送信される。

【 0 0 5 1 】

さて、このような変調ループ方式を用いる場合、 $1/R$ 分周器 8 および位相比較器 9 は完全な論理回路として動作する必要があるため、 $1/R$ 分周器 8 への入力信号は論理回路を正常に動作させる論理振幅が必要となる。このため、直交変調器 3 から出力される変調信号を必要な論理振幅を有する信号に波形整形することが必要であり、このために非線形増幅器 7 が設けられている。

【 0 0 5 2 】

そして非線形増幅器 7 では、図 1 4 に示した非線形増幅器 AMP と同様にして

3 次相互変調成分が発生するが、本実施形態の直交変調装置 1 0 0 によると次のようにして上記 3 次相互変調成分が抑圧される。

【 0 0 5 3 】

まず、90 度移相器 2 から出力されるローカル信号において基本波（周波数 =  $f_{if}$ ）および 3 次波（周波数 =  $3f_{if}$ ）のそれぞれの成分が図 4（a）に示すような関係にあるとする。低域通過フィルタ 5, 6 は図 2 に示すような周波数－利得特性を有しているから、ローカル信号は低域通過フィルタ 5, 6 を通過することで、図 4（b）に示すように基本波が  $X_1$  [dB] だけ、また 3 次波が  $X_2$  [dB] だけそれぞれ減衰される。

【 0 0 5 4 】

さて、直交変調器 3 に入力されるローカル信号と直交変調器 3 から出力される変調信号における 3 次波とは図 5 に示す関係がある。すなわち、直交変調器 3 から出力される変調信号における 3 次波は、直交変調器 3 に入力されるローカル信号における 3 次高調波とはおよそ 1 : 1 の関係にあるが、ローカル信号における基本波とはおよそ 3 : 1 の関係にある。

【 0 0 5 5 】

このため、上述のように基本波および 3 次波がそれぞれ抑圧されたローカル信号を用いての直交変調が直交変調器 3 でなされることで、変調信号における 3 次波（周波数 =  $f_{if} - 3f_{BB}$ ）は図 4（c）に示すように、90 度移相器 2 から出力されるローカル信号をそのまま使用して直交変調を行った場合に比べて  $3X_1 + X_2$  に相当する程度の率（ $X_3$  [dB]）で抑圧される。

【 0 0 5 6 】

そしてこのように 3 次波が十分に抑圧されている変調信号を非線形増幅器 7 で増幅することにより生じる 3 次相互変調成分（周波数 =  $f_{if} - 3f_{BB}$ ）は、図 4（d）に示すように、90 度移相器 2 から出力されるローカル信号をそのまま使用した場合に比べて  $X_3$  [dB] だけ抑圧される。

【 0 0 5 7 】

このように、非線形増幅器 7 で変調信号の増幅を行っても、これにより生じる 3 次相互変調成分は十分に小さく、また 3 次波についても十分に抑圧されている

のであり、不要波の少ない変調信号を  $1/R$  分周器 8 へと与えることができる。  
この結果、アンテナ 13 から無線送信されるスプリアスが減少する。

【0058】

(第2の使用例)

図6は図1に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図である。なお、図1および図3と同一部分には同一符号を付し、その詳細な説明は省略する。

【0059】

この図に示すように本例の無線送信機は、ローカルシンセサイザ1、90度移相器2、直交変調器3、低域通過フィルタ5、6、非線形増幅器7、 $1/R$ 分周器8、位相比較器9、ループフィルタ10、電圧制御発振器11、主増幅器12、アンテナ13、アッテネータ14、ダウンコンバートミキサ15、ローカルシンセサイザ16、帯域通過フィルタ17、非線形増幅器18、 $1/N$ 分周器19、電圧制御発振器21、主増幅器22およびセレクタ23を有している。

【0060】

すなわち本例の無線送信機は、前記第1使用例における無線送信機に加えて、電圧制御発振器21、主増幅器22およびセレクタ23を備えたものとなっている。

【0061】

電圧制御発振器21には、ループフィルタ10から出力される制御信号が分岐入力される。電圧制御発振器11は、ループフィルタ10から与えられる制御信号の電圧レベルに応じた周波数を発振し、これにより得られる信号を送信信号として出力する。なお電圧制御発振器21は、中心周波数が所定のシステム通信帯域に属する送信信号を発生するが、そのシステム通信帯域は電圧制御発振器11が発生する送信信号が属するのとは異なる。

【0062】

電圧制御発振器21から出力される送信信号は、主増幅器22により無線送信するのに必要な電力レベルまで増幅される。

【0063】



主増幅器 1 2 および主増幅器 2 2 からそれぞれ出力される送信信号は、ともにセクタ 2 3 に与えられる。セクタ 2 3 は、これらの 2 つの送信信号のいずれか一方を選択してアンテナ 1 3 へと供給する。そしてセクタ 2 3 により選択された送信信号は、アンテナ 1 3 により空間へと電波として放射される。

## 【 0 0 6 4 】

なお、電圧制御発振器 2 1 から出力される送信信号は、アッテネータ 1 4 にも分岐入力されている。

## 【 0 0 6 5 】

かくして、非線形増幅器 7、 $1/R$ 分周器 8、位相比較器 9、ループフィルタ 1 0、電圧制御発振器 1 1、アッテネータ 1 4、ダウンコンバートミキサ 1 5、ローカルシンセサイザ 1 6、帯域通過フィルタ 1 7、非線形増幅器 1 8 および  $1/N$ 分周器 1 9 により構成される PLL の他に、非線形増幅器 7、 $1/R$ 分周器 8、位相比較器 9、ループフィルタ 1 0、電圧制御発振器 2 1、アッテネータ 1 4、ダウンコンバートミキサ 1 5、ローカルシンセサイザ 1 6、帯域通過フィルタ 1 7、非線形増幅器 1 8 および  $1/N$ 分周器 1 9 により PLL が構成される。なお、電圧制御発振器 1 1 および電圧制御発振器 2 1 はいずれか一方が動作する場合には他方が停止され、上記 2 つの PLL のいずれか一方のみが形成される。

## 【 0 0 6 6 】

そして各 PLL では、それぞれ異なるシステム通信帯域に属する送信信号が生成される。これらの送信信号は、一方は主増幅器 1 2 で、また他方は主増幅器 2 2 でそれぞれ増幅された上で、セクタ 2 3 を介してアンテナ 1 3 に供給されて無線送信される。

## 【 0 0 6 7 】

すなわちこの無線送信機は、直交変調装置 1 0 0 で得られた変調信号を前記第 1 使用例と同様に変調ループ方式により無線送信するものであるが、2 つの異なるシステム通信帯域のいずれをも使用することを可能としている。

## 【 0 0 6 8 】

そしてこの使用例にあっても、前記第 1 使用例と同様に、非線形増幅器 7 で変調信号の増幅を行っても、これにより生じる 3 次相互変調成分は十分に小さく、

また 3 次波についても十分に抑圧されているのであり、不要波の少ない変調信号を  $1/R$  分周器 8 へと与えることができる。この結果、アンテナ 1 3 から無線送信されるスプリアスが減少する。

## 【 0 0 6 9 】

## (第 3 の使用例)

図 7 は図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図である。なお、図 1 と同一部分には同一符号を付し、その詳細な説明は省略する。

## 【 0 0 7 0 】

この図に示すように本例の無線送信機は、ローカルシンセサイザ 1、90 度移相器 2、直交変調器 3、低域通過フィルタ 5、6、主増幅器 1 2、アンテナ 1 3、アップコンバータ 3 1 およびローカルシンセサイザ 3 2 を有している。

## 【 0 0 7 1 】

直交変調装置 1 0 0 から出力される変調信号は、アップコンバータ 3 1 に与えられる。アップコンバータ 3 1 には、直交変調装置 1 0 0 から与えられる変調信号の他に、ローカルシンセサイザ 3 2 からローカル信号が与えられる。そしてアップコンバータ 3 1 は、変調信号にローカル信号を乗算することで、変調信号をローカル信号の周波数に応じた周波数帯にアップコンバートしてなる送信信号を生成する。なお、ローカルシンセサイザ 3 2 は、所定のシステム通信帯域の中心周波数を持つローカル信号を発振する。このため、送信信号は中心周波数が所定のシステム通信帯域に属する。

## 【 0 0 7 2 】

そしてアップコンバータ 3 1 で生成された送信信号が主増幅器 1 2 へと与えられる。

## 【 0 0 7 3 】

すなわちこの無線送信機は、直交変調装置 1 0 0 で得られた変調信号をアップコンバージョン方式により無線送信するものとなっている。

## 【 0 0 7 4 】

このような構成においては、アップコンバータ 3 1 は前記第 1 使用例における

非線形増幅器 7 と同様に非線形動作をするために、アップコンバータ 3 1 の出力である送信信号には 3 次相互変調成分が生じる。しかしこの 3 次相互変調成分は前記第 1 使用例と同様な作用により十分に小さく抑えられ、また 3 次波についても十分に抑圧されているのであり、不要波の少ない変調信号を  $1/R$  分周器 8 へと与えることができる。この結果、アンテナ 1 3 から無線送信されるスプリアスが減少する。

## 【 0 0 7 5 】

## (第 4 の使用例)

図 8 は図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図である。なお、図 1 および図 7 と同一部分には同一符号を付し、その詳細な説明は省略する。

## 【 0 0 7 6 】

この図に示すように本例の無線送信機は、ローカルシンセサイザ 1、90 度移相器 2、直交変調器 3、低域通過フィルタ 5、6、主増幅器 1 2、アンテナ 1 3、アップコンバータ 3 1、ローカルシンセサイザ 3 2、セレクタ 4 1、アップコンバータ 4 2、主増幅器 4 3 およびセレクタ 4 4 を有している。

## 【 0 0 7 7 】

すなわち本例の無線送信機は、前記第 3 使用例における無線送信機に加えて、セレクタ 4 1、アップコンバータ 4 2、主増幅器 4 3 およびセレクタ 4 4 を備えたものとなっている。

## 【 0 0 7 8 】

直交変調装置 1 0 0 から出力される変調信号は、セレクタ 4 1 に与えられる。セレクタ 4 1 は、直交変調装置 1 0 0 から与えられる変調信号をアップコンバータ 3 1 およびアップコンバータ 4 2 のいずれかに与える。

## 【 0 0 7 9 】

アップコンバータ 4 2 には、セレクタ 4 1 を介して与えられる変調信号の他に、ローカルシンセサイザ 3 2 からローカル信号が与えられる。そしてアップコンバータ 3 1 は、変調信号にローカル信号を乗算することで、変調信号をローカル信号の周波数に応じた周波数帯にアップコンバートしてなる送信信号を生成する

。なお、ローカルシンセサイザ 3 2 は、所定のシステム通信帯域の中心周波数を持つローカル信号を発振するが、セレクトア 4 1 がアップコンバータ 3 1 およびアップコンバータ 4 2 のいずれを選択しているかに応じてそれぞれ異なるシステム通信帯域に関する周波数のローカル信号を出力する。

#### 【0080】

そしてアップコンバータ 4 2 から出力される送信信号は、主増幅器 4 3 により無線送信するのに必要な電力レベルまで増幅された上でセレクトア 4 4 を介してアンテナ 1 3 へと供給される。

#### 【0081】

セレクトア 4 4 は、セレクトア 4 1 に連動して主増幅器 1 2 および主増幅器 4 3 のいずれかを選択する。そしてセレクトア 4 4 は、その選択している主増幅器が出力する送信信号をアンテナ 1 3 へと供給する。

#### 【0082】

すなわちこの無線送信機は、直交変調装置 1 0 0 で得られた変調信号をアップコンバージョン方式により無線送信するものであるが、2つの異なるシステム通信帯域のいずれをも使用することを可能としている。

#### 【0083】

このような構成においては、アップコンバータ 3 1 およびアップコンバータ 4 2 は前記第 1 使用例における非線形増幅器 7 と同様に非線形動作をするために、アップコンバータ 3 1 およびアップコンバータ 4 2 の出力である送信信号には 3 次相互変調成分が生じる。しかしこのような 3 次相互変調成分は前記第 1 使用例と同様な作用により十分に小さく抑えられ、また 3 次波についても十分に抑圧されているのであり、不要波の少ない変調信号を 1 / R 分周器 8 へと与えることができる。この結果、アンテナ 1 3 から無線送信されるスプリアスが減少する。

#### 【0084】

##### (第 5 の使用例)

図 9 は図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図である。なお、図 1 と同一部分には同一符号を付し、その詳細な説明は省略する。

## 【 0 0 8 5 】

この図に示すように本例の無線送信機は、ローカルシンセサイザ 1、90 度移相器 2、直交変調器 3、低域通過フィルタ 5、6、主増幅器 1 2 およびアンテナ 1 3 を有している。

## 【 0 0 8 6 】

すなわち本例の無線送信機は、前記第 1 使用例における無線送信機の PLL を排除し、直交変調装置 1 0 0 で得られた変調信号を直接的に主増幅器 1 2 へと与えるようにしたものである。

## 【 0 0 8 7 】

すなわちこの無線送信機は、直交変調装置 1 0 0 で得られた変調信号を周波数変換を行わずにそのままダイレクトコンバージョン方式により無線送信するものとなっている。

## 【 0 0 8 8 】

このような構成においては、主増幅器 1 2 は前記第 1 使用例における非線形増幅器 7 と同様に非線形動作をすることが必要となるために、主増幅器 1 2 の出力である送信信号には 3 次相互変調成分が生じる。しかしこの 3 次相互変調成分は前記第 1 使用例と同様な作用により十分に小さく抑えられ、また 3 次波についても十分に抑圧されているのであり、アンテナ 1 3 から無線送信されるスプリアスが減少する。

## 【 0 0 8 9 】

(第 6 の使用例)

図 1 0 は図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図である。なお、図 1 と同一部分には同一符号を付し、その詳細な説明は省略する。

## 【 0 0 9 0 】

この図に示すように本例の無線送信機は、ローカルシンセサイザ 1、90 度移相器 2、直交変調器 3、低域通過フィルタ 5、6、主増幅器 1 2、アンテナ 1 3、セレクタ 6 1、主増幅器 6 2 およびセレクタ 6 3 を有している。

## 【 0 0 9 1 】

すなわち本例の無線送信機は、前記第 5 使用例における無線送信機に加えて、セクタ 6 1、主増幅器 6 2 およびセクタ 6 3 を備えたものとなっている。

【0092】

直交変調装置 1 0 0 から出力される変調信号は、セクタ 6 1 に与えられる。セクタ 6 1 は、直交変調装置 1 0 0 から与えられる変調信号を主増幅器 1 2 および主増幅器 6 2 のいずれかに与える。

【0093】

主増幅器 6 2 は、セクタ 6 1 を介して与えられる変調信号を無線送信するのに必要な電力レベルまで増幅し、送信信号として出力する。

【0094】

セクタ 6 3 は、セクタ 6 1 に連動して主増幅器 1 2 および主増幅器 6 2 のいずれかを選択する。そしてセクタ 6 3 は、その選択している主増幅器が出力する送信信号をアンテナ 1 3 へと供給する。

【0095】

すなわちこの無線送信機は、直交変調装置 1 0 0 で得られた変調信号をダイレクトコンバージョン方式により無線送信するものであるが、2つの異なるシステム通信帯域のいずれをも使用することを可能としている。

【0096】

このような構成においては、主増幅器 1 2 および主増幅器 6 2 は前記第 1 使用例における非線形増幅器 7 と同様に非線形動作をする必要があるために、主増幅器 1 2 および主増幅器 6 2 の出力である送信信号には 3 次相互変調成分が生じる。しかしこのような 3 次相互変調成分は前記第 1 使用例と同様な作用により十分に小さく抑えられ、また 3 次波についても十分に抑圧されているのであり、アンテナ 1 3 から無線送信されるスプリアスが減少する。

【0097】

(第 7 の使用例)

図 1 1 は図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図である。なお、図 1 および図 3 と同一部分には同一符号を付し、その詳細な説明は省略する。

## 【 0 0 9 8 】

この図に示すように本例の無線送信機は、ローカルシンセサイザ 1、90 度移相器 2、直交変調器 3、低域通過フィルタ 5、6、非線形増幅器 7、 $1/R$ 分周器 8、位相比較器 9、ループフィルタ 10、電圧制御発振器 11、主増幅器 12、アンテナ 13、アッテネータ 14、ダウンコンバートミキサ 15、ローカルシンセサイザ 16、帯域通過フィルタ 17、非線形増幅器 18、 $1/N$ 分周器 19、セクタ 71、アップコンバータ 72、主増幅器 73 およびセクタ 74 を有している。

## 【 0 0 9 9 】

すなわち本例の無線送信機は、前記第 1 使用例における無線送信機に加えて、セクタ 71、アップコンバータ 72、主増幅器 73 およびセクタ 74 を備えたものとなっている。

## 【 0 1 0 0 】

直交変調装置 100 から出力される変調信号は、セクタ 71 に与えられる。セクタ 71 は、直交変調装置 100 から与えられる変調信号を非線形増幅器 7 およびアップコンバータ 72 のいずれかに与える。

## 【 0 1 0 1 】

アップコンバータ 72 には、セクタ 71 を介して与えられる変調信号の他に、ローカルシンセサイザ 16 からローカル信号が与えられる。そしてアップコンバータ 72 は、変調信号にローカル信号を乗算することで、変調信号をローカル信号の周波数に応じた周波数帯にアップコンバートしてなる送信信号を生成する。なお、ローカルシンセサイザ 16 は、セクタ 71 が非線形増幅器 7 およびアップコンバータ 72 のいずれを選択しているかに応じてそれぞれ異なる周波数のローカル信号を出力する。セクタ 71 がアップコンバータ 72 を選択しているときにローカルシンセサイザ 16 は、電圧制御発振器 11 が発生する送信信号の中心周波数が属するシステム通信帯域とは異なる所定のシステム通信帯域の中心周波数を持つローカル信号を出力する。

## 【 0 1 0 2 】

そしてアップコンバータ 72 から出力される送信信号は、主増幅器 73 により

無線送信するのに必要な電力レベルまで増幅された上でセクタ 7 4 を介してアンテナ 1 3 へと供給される。

【0 1 0 3】

セクタ 7 4 は、セクタ 7 1 に連動して主増幅器 1 2 および主増幅器 7 3 のいずれかを選択する。そしてセクタ 7 4 は、その選択している主増幅器が出力する送信信号をアンテナ 1 3 へと供給する。

【0 1 0 4】

すなわちこの無線送信機は、直交変調装置 1 0 0 で得られた変調信号を、それぞれ異なるシステム通信帯域に対応した変調ループ方式およびアップコンバージョン方式を選択的に使用して無線送信するものである。

【0 1 0 5】

このような構成においては、変調ループ方式を用いる場合には前記第 1 使用例と同様にしてアンテナ 1 3 から無線送信されるスプリアスが減少する。またアップコンバージョン方式を用いる場合には、アップコンバータ 7 2 は非線形増幅器 7 と同様に非線形動作をするために、アップコンバータ 7 2 の出力である送信信号には 3 次相互変調成分が生じる。しかしこのような 3 次相互変調成分は前記第 1 使用例と同様な作用により十分に小さく抑えられ、また 3 次波についても十分に抑圧されているのであり、アンテナ 1 3 から無線送信されるスプリアスが減少する。

【0 1 0 6】

(第 8 の使用例)

図 1 2 は図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図である。なお、図 1 および図 3 と同一部分には同一符号を付し、その詳細な説明は省略する。

【0 1 0 7】

この図に示すように本例の無線送信機は、ローカルシンセサイザ 1、90 度移相器 2、直交変調器 3、低域通過フィルタ 5、6、非線形増幅器 7、1/R 分周器 8、位相比較器 9、ループフィルタ 10、電圧制御発振器 11、主増幅器 12、アンテナ 13、アッテネータ 14、ダウンコンバートミキサ 15、ローカルシ



ンセサイザ 1 6、帯域通過フィルタ 1 7、非線形増幅器 1 8、 $1/N$ 分周器 1 9、セクタ 8 1、主増幅器 8 2 およびセクタ 8 3 を有している。

【0 1 0 8】

すなわち本例の無線送信機は、前記第 1 使用例における無線送信機に加えて、セクタ 8 1、主増幅器 8 2 およびセクタ 8 3 を備えたものとなっている。

【0 1 0 9】

直交変調装置 1 0 0 から出力される変調信号は、セクタ 8 1 に与えられる。セクタ 8 1 は、直交変調装置 1 0 0 から与えられる変調信号を非線形増幅器 7 および主増幅器 8 2 のいずれかに与える。

【0 1 1 0】

主増幅器 8 2 は、セクタ 8 1 を介して与えられる変調信号を無線送信するのに必要な電力レベルまで増幅し、送信信号として出力する。

【0 1 1 1】

セクタ 8 3 は、セクタ 8 1 に連動して主増幅器 1 2 および主増幅器 8 2 のいずれかを選択する。そしてセクタ 8 3 は、その選択している主増幅器が出力する送信信号をアンテナ 1 3 へと供給する。

【0 1 1 2】

すなわちこの無線送信機は、直交変調装置 1 0 0 で得られた変調信号を、それぞれ異なるシステム通信帯域に対応した変調ループ方式およびダイレクトコンバージョン方式を選択的に使用して無線送信するものである。

【0 1 1 3】

このような構成においては、変調ループ方式を用いる場合には前記第 1 使用例と同様にしてアンテナ 1 3 から無線送信されるスプリアスが減少する。またダイレクトコンバージョン方式を用いる場合には、主増幅器 8 2 は非線形増幅器 7 と同様に非線形動作をするために、主増幅器 8 2 の出力である送信信号には 3 次相互変調成分が生じる。しかしこのような 3 次相互変調成分は前記第 1 使用例と同様な作用により十分に小さく抑えられ、また 3 次波についても十分に抑圧されているのであり、アンテナ 1 3 から無線送信されるスプリアスが減少する。

【0 1 1 4】

## (第 9 の使用例)

図 1 3 は図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図である。なお、図 1、図 3 および図 7 と同一部分には同一符号を付し、その詳細な説明は省略する。

## 【0 1 1 5】

この図に示すように本例の無線送信機は、ローカルシンセサイザ 1、90 度移相器 2、直交変調器 3、低域通過フィルタ 5、6、主増幅器 12、アンテナ 13、アップコンバータ 31、ローカルシンセサイザ 32、セレクタ 91、主増幅器 92 およびセレクタ 93 を有している。

## 【0 1 1 6】

すなわち本例の無線送信機は、前記第 3 使用例における無線送信機に加えて、セレクタ 91、主増幅器 92 およびセレクタ 93 を備えたものとなっている。

## 【0 1 1 7】

直交変調装置 100 から出力される変調信号は、セレクタ 91 に与えられる。セレクタ 91 は、直交変調装置 100 から与えられる変調信号をアップコンバータ 31 および主増幅器 92 のいずれかに与える。

## 【0 1 1 8】

主増幅器 92 は、セレクタ 91 を介して与えられる変調信号を無線送信するのに必要な電力レベルまで増幅し、送信信号として出力する。

## 【0 1 1 9】

セレクタ 93 は、セレクタ 91 に連動して主増幅器 12 および主増幅器 92 のいずれかを選択する。そしてセレクタ 93 は、その選択している主増幅器が出力する送信信号をアンテナ 13 へと供給する。

## 【0 1 2 0】

すなわちこの無線送信機は、直交変調装置 100 で得られた変調信号を、それぞれ異なるシステム通信帯域に対応したアップコンバージョン方式およびダイレクトコンバージョン方式を選択的に使用して無線送信するものである。

## 【0 1 2 1】

このような構成においては、アップコンバージョン方式を用いる場合には前記

第 3 使用例と同様にしてアンテナ 1 3 から無線送信されるスプリアスが減少する。またダイレクトコンバージョン方式を用いる場合には、主増幅器 9 2 は前記第 1 実施形態における非線形増幅器 7 と同様に非線形動作をするために、主増幅器 9 2 の出力である送信信号には 3 次相互変調成分が生じる。しかしこのような 3 次相互変調成分は前記第 1 使用例と同様な作用により十分に小さく抑えられ、また 3 次波についても十分に抑圧されているのであり、アンテナ 1 3 から無線送信されるスプリアスが減少する。

## 【 0 1 2 2 】

以上のように本実施形態の直交変調装置 1 0 0 によれば、後段側に非線形動作をする回路が接続されるのであれば、その回路の出力における 3 次相互変調成分および 3 次波を十分に小さく抑圧することができ、前記各使用例のように様々な形態の無線送信機に適用してスプリアスの低減を図ることが可能である。

## 【 0 1 2 3 】

そして本実施形態では、3 次相互変調成分の抑圧比  $X_3$  [dB] に対して、低域通過フィルタ 5, 6 における抑圧比  $X_1$  [dB],  $X_2$  [dB] は十分に小さく、さらに 3 次波のみならず基本波についても抑圧させるのであるから、低域通過フィルタ 5, 6 の周波数-利得特性は図 2 に示したように緩やかな変化の特性であって良い。従って、低域通過フィルタ 5, 6 は、図 1 7 に示すような周波数-利得特性を持つ低域通過フィルタよりも非常に簡易な構成で実現することが可能である。

## 【 0 1 2 4 】

なお、本発明は上記実施形態に限定されるものではない。例えば上記実施形態では、ローカルシンセサイザ 1 が直交変調装置に内蔵されるものとしているが、ローカルシンセサイザ 1 を内蔵せず、外部からローカル信号の供給を受けるようにしても良い。

## 【 0 1 2 5 】

また上記実施形態におけるローカルシンセサイザ 1、90 度移相器 2、直交変調器 3 および低域通過フィルタ 5, 6 は、全てハードウェア回路により実現することとしても良いし、一部または全てをデジタル信号処理により実現すること

としても良い。

【0126】

このほか、本発明の要旨を逸脱しない範囲で種々の変形実施が可能である。

【0127】

【発明の効果】

本発明によれば、ローカル信号を、低域通過フィルタにより基本波および3次波が抑圧された上で変調手段へと与えるようにしたので、ローカル信号における基本波の抑圧と3次波の抑圧との相乗効果により変調手段の出力における3次波が抑圧されることとなり、この結果、高調波に対する抑圧比が比較的小さく、かつ周波数－利得特性の変化が緩やかな簡易な構成の低域通過フィルタを用いて変調信号における高調波を十分に小さく抑えることが可能な直交変調装置となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の一実施形態に係る直交変調装置の要部構成を示すブロック図。

【図2】

図1中の低域通過フィルタ5、6の周波数－利得特性を示す図。

【図3】

図1に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図（第1使用例）。

【図4】

図3に示す無線送信機での各部での基本波、3次波ならびに3次相互変調成分の様子を示すスペクトル図。

【図5】

図1中の直交変調器3に入力されるローカル信号と直交変調器3から出力される変調信号における3次波との関係を示す図。

【図6】

図1に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図（第2使用例）。

【図7】

図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図（第 3 使用例）。

【図 8】

図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図（第 4 使用例）。

【図 9】

図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図（第 5 使用例）。

【図 1 0】

図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図（第 6 使用例）。

【図 1 1】

図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図（第 7 使用例）。

【図 1 2】

図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図（第 8 使用例）。

【図 1 3】

図 1 に示す直交変調装置を適用して構成された無線送信機の要部構成を示すブロック図（第 9 使用例）。

【図 1 4】

従来の直交変調装置の構成を示す図。

【図 1 5】

図 1 4 中の非線形増幅器 AMP の入力の 3 次波のレベルと非線形増幅器 AMP の出力の 3 次相互変調成分のレベルとの関係を示す図。

【図 1 6】

図 1 4 に示す無線送信機での各部での基本波、3 次波ならびに 3 次相互変調成分の様子を示すスペクトル図。

【図 1 7】

図 1 4 中の低域通過フィルタ 4 の周波数－利得特性を示す図。

【符号の説明】

1 0 0 …直交変調装置

1 …ローカルシンセサイザ

2 …9 0 度移相器

3 …直交変調器

3 a, 3 b …乗算器

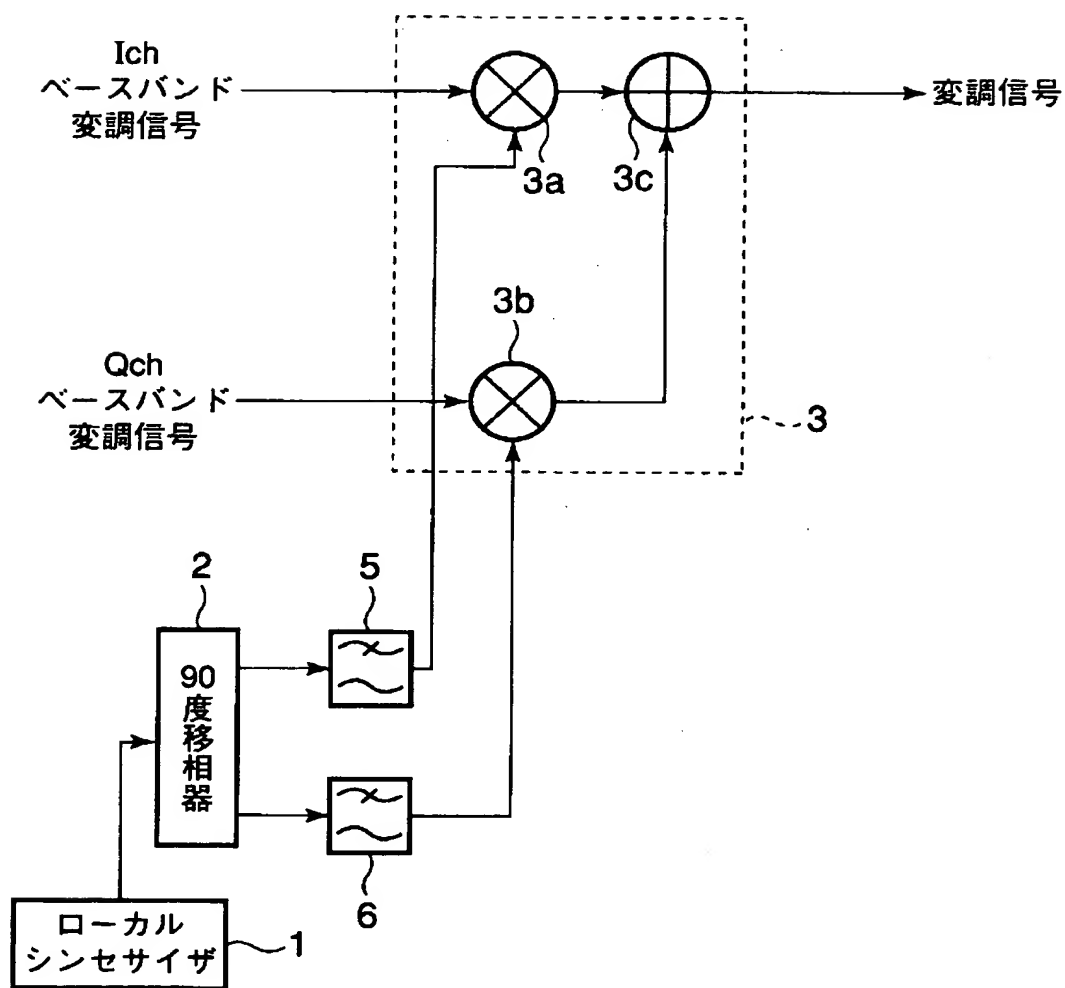
3 c …加算器

5, 6 …低域通過フィルタ

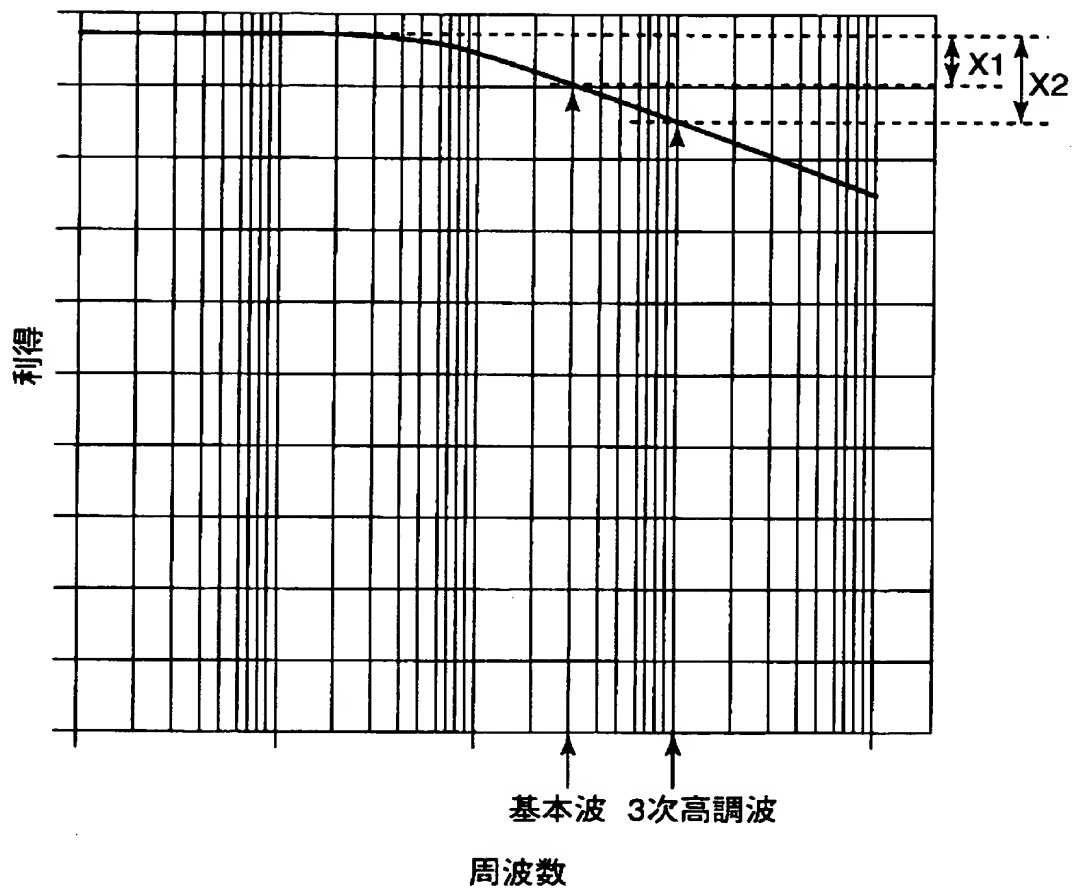
【書類名】

図面

【図 1】

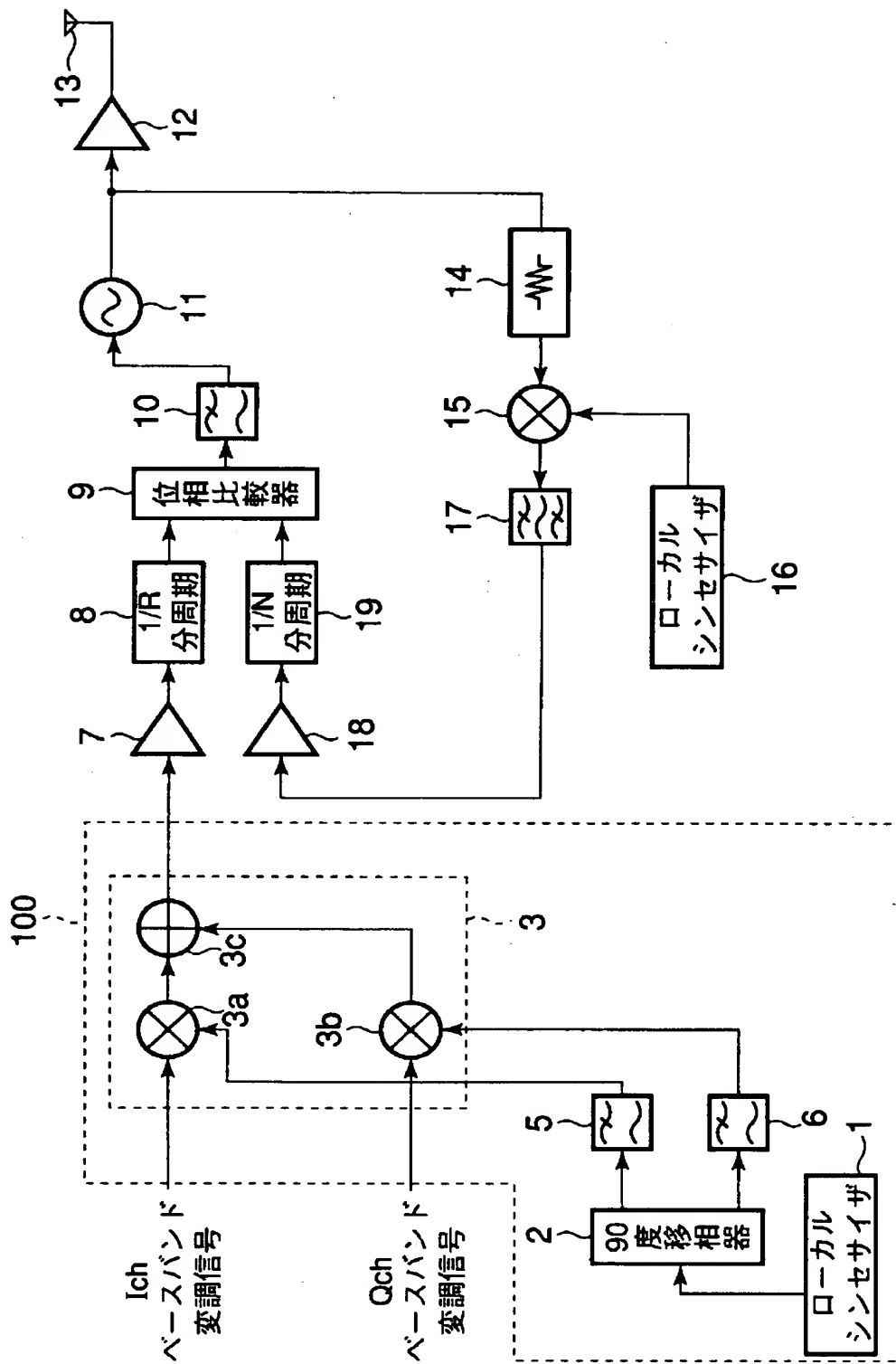


【図 2】

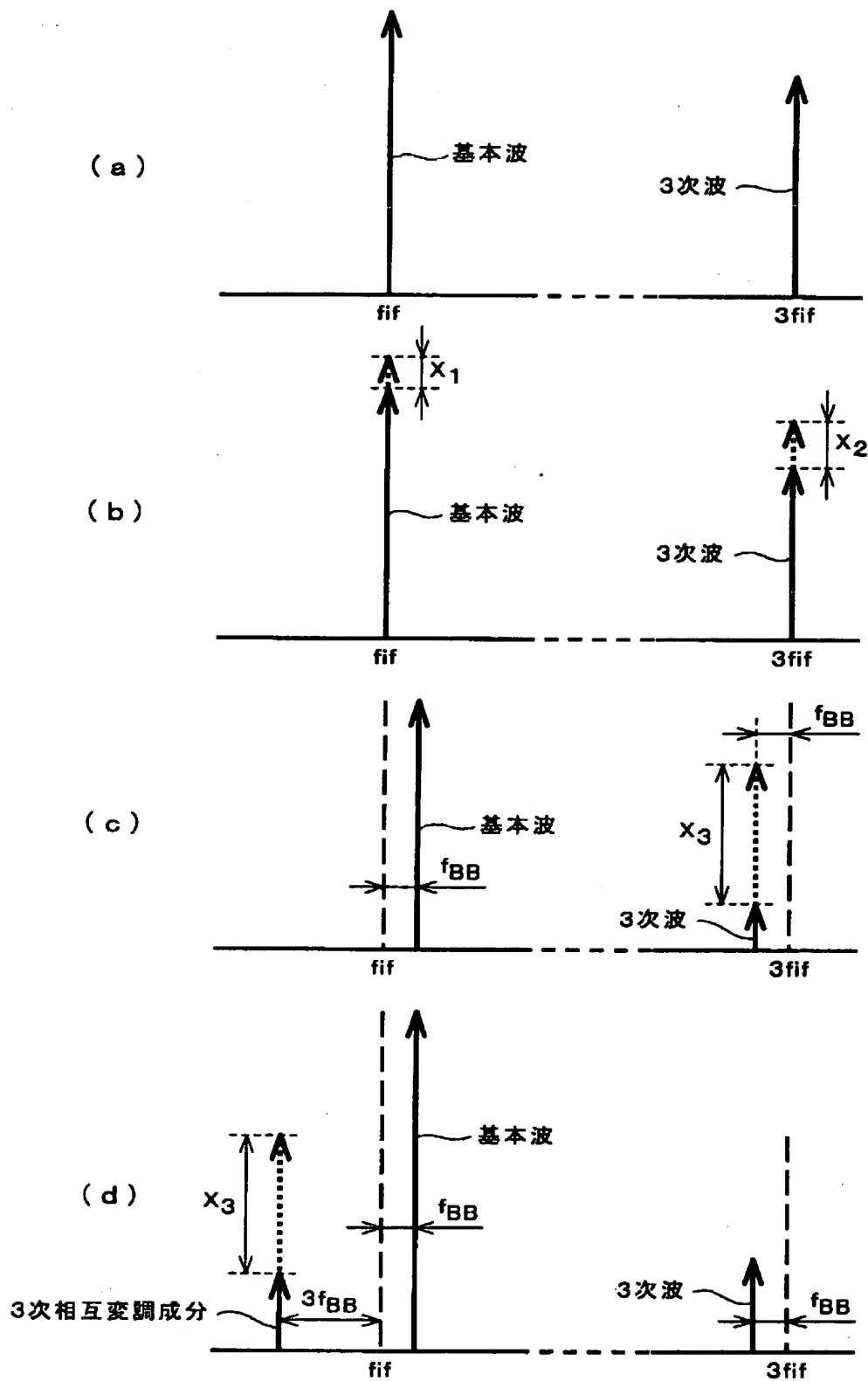




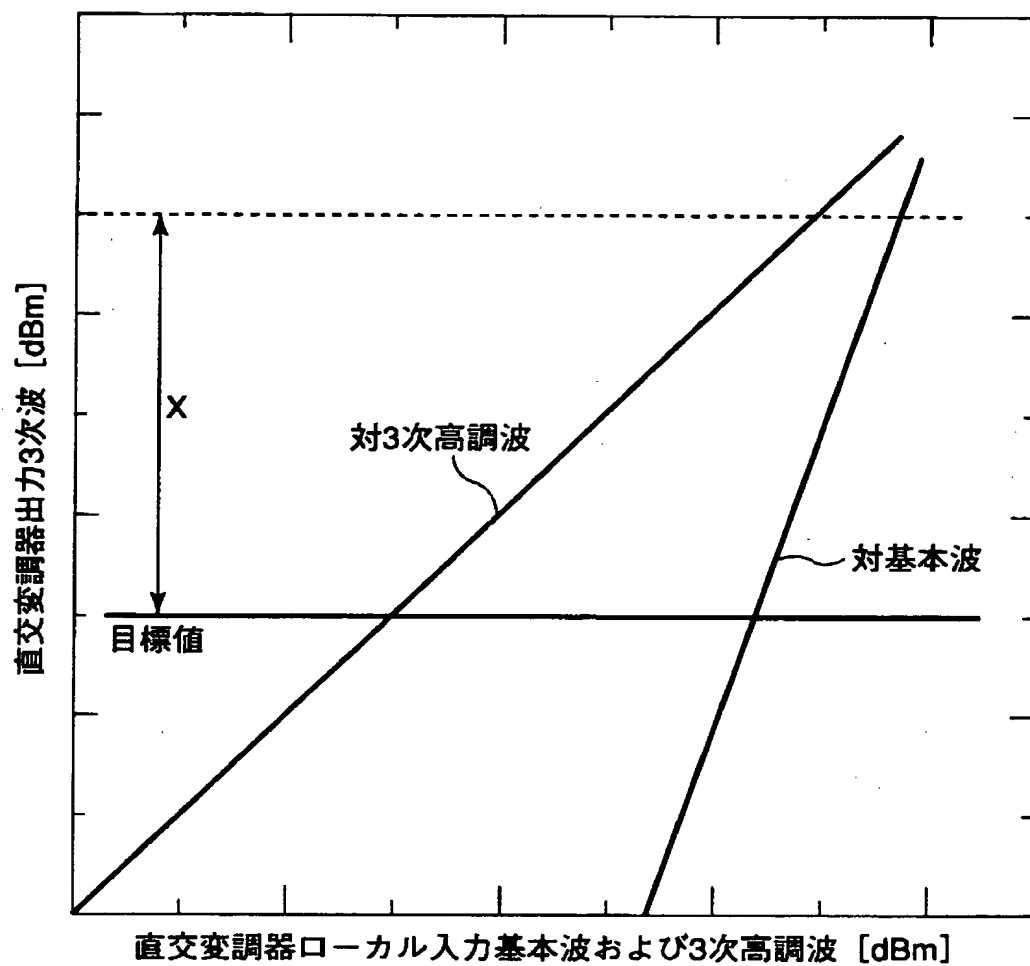
【図 3】



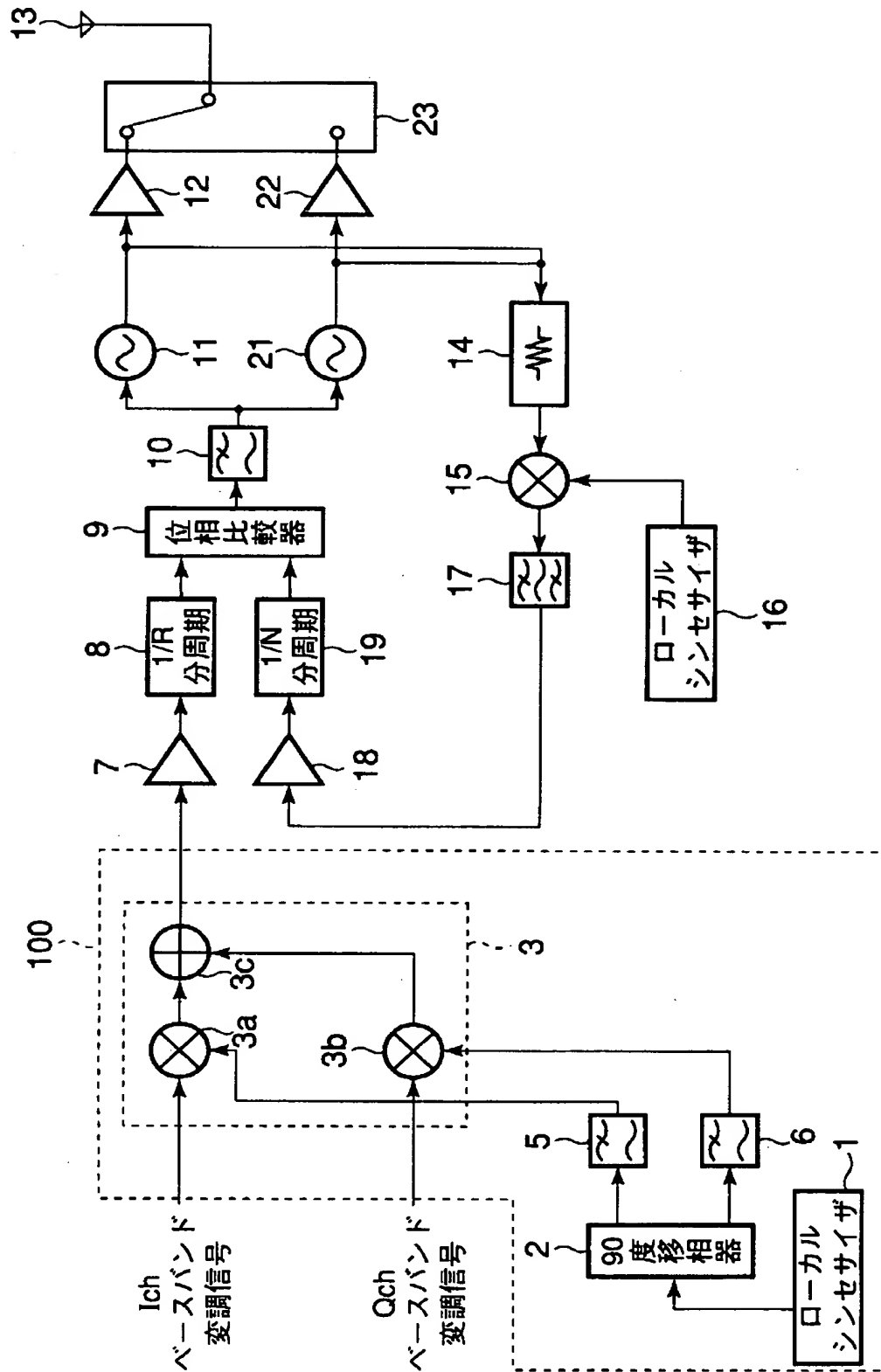
【图 4】



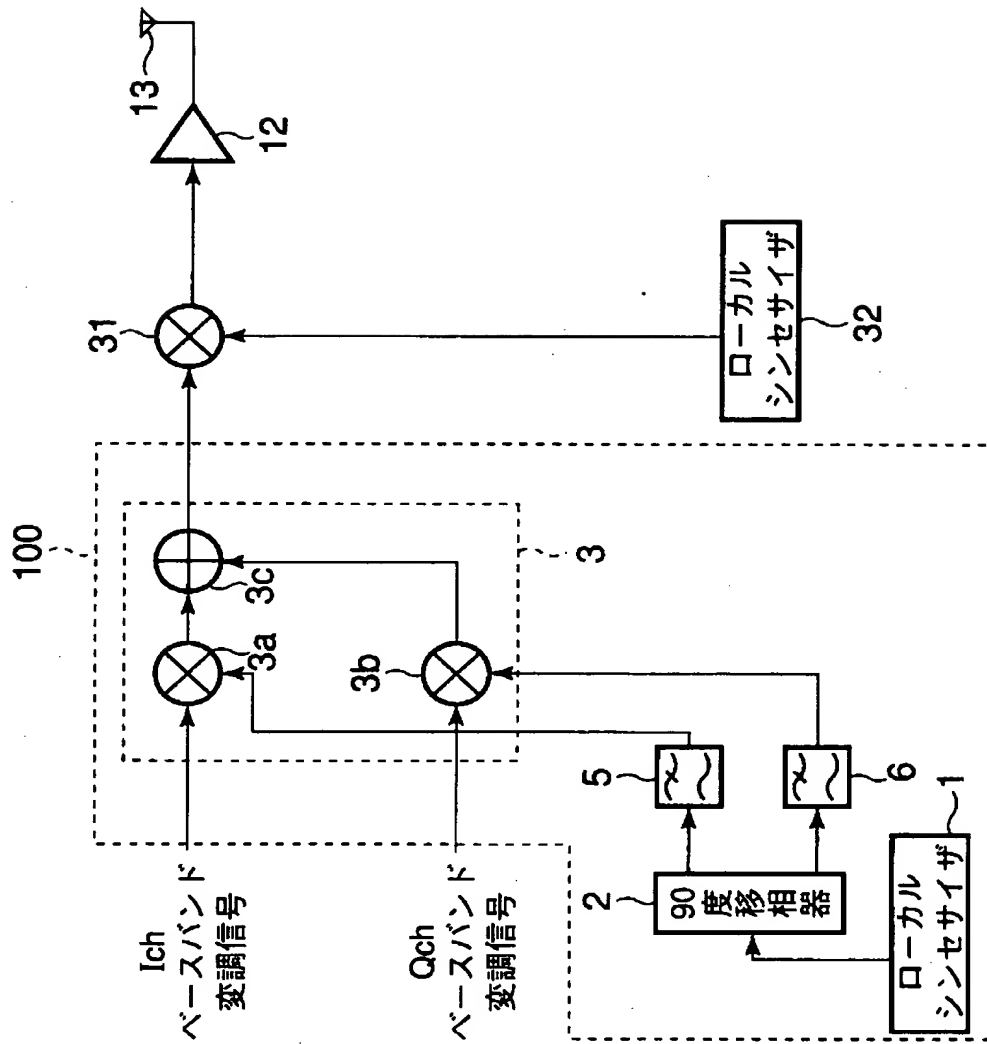
【図 5】



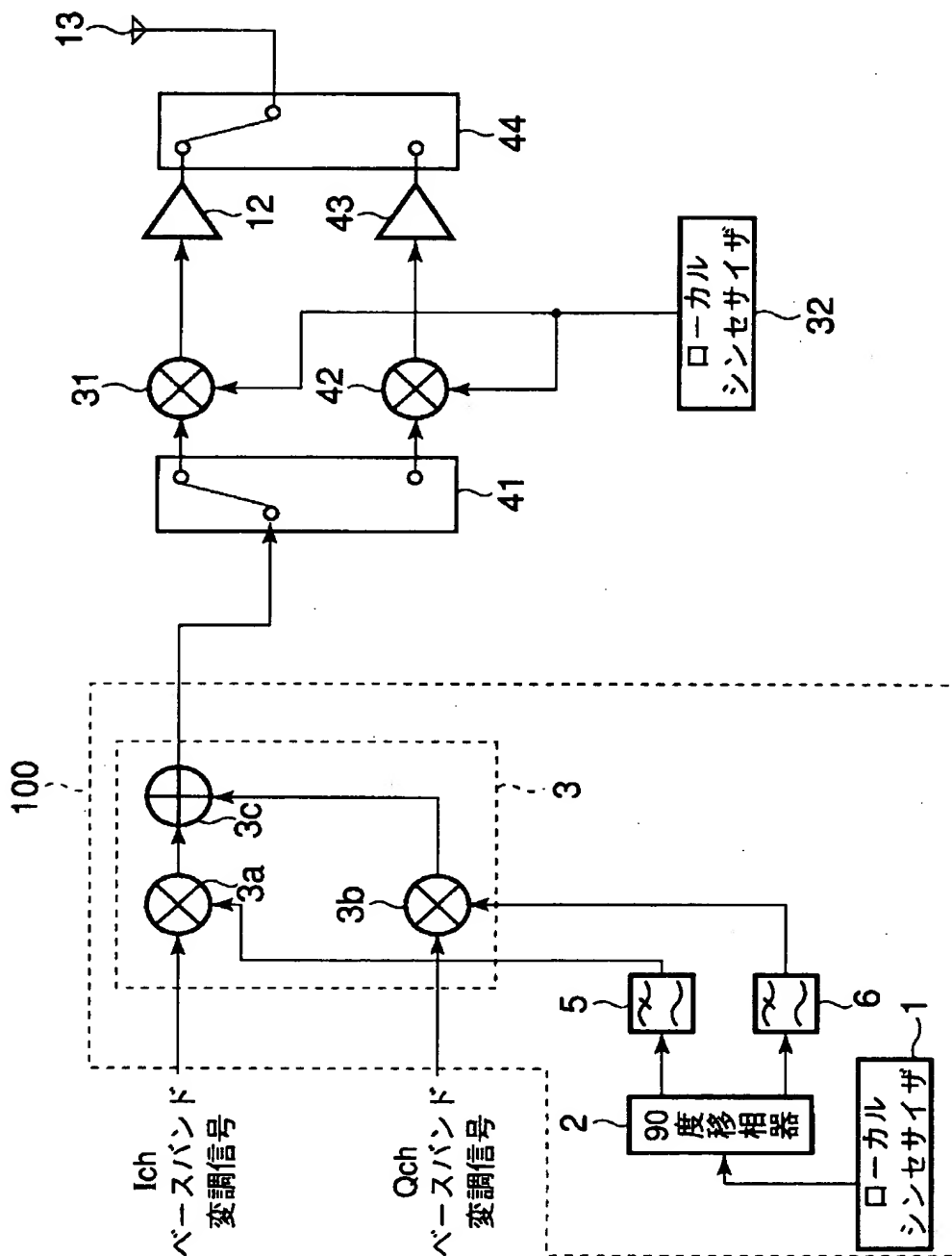
【图 6】



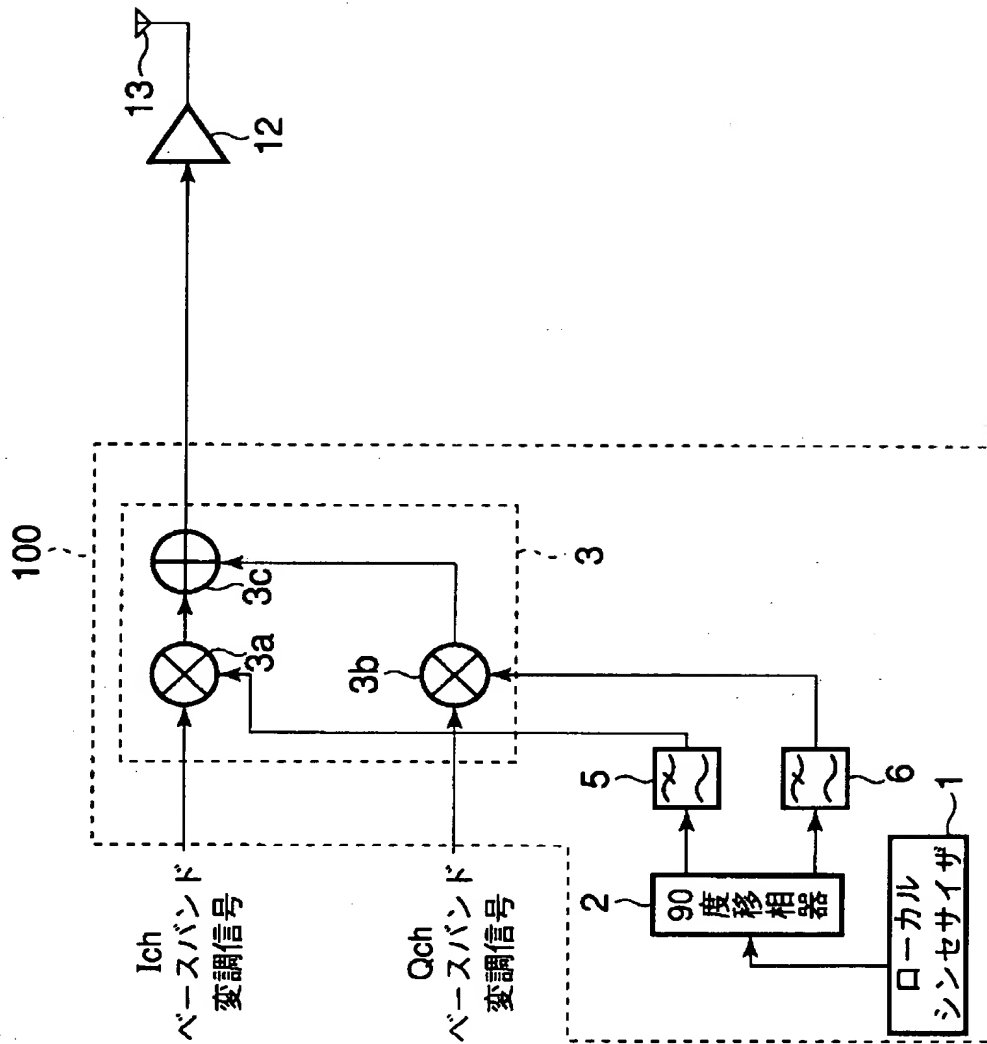
【図 7】



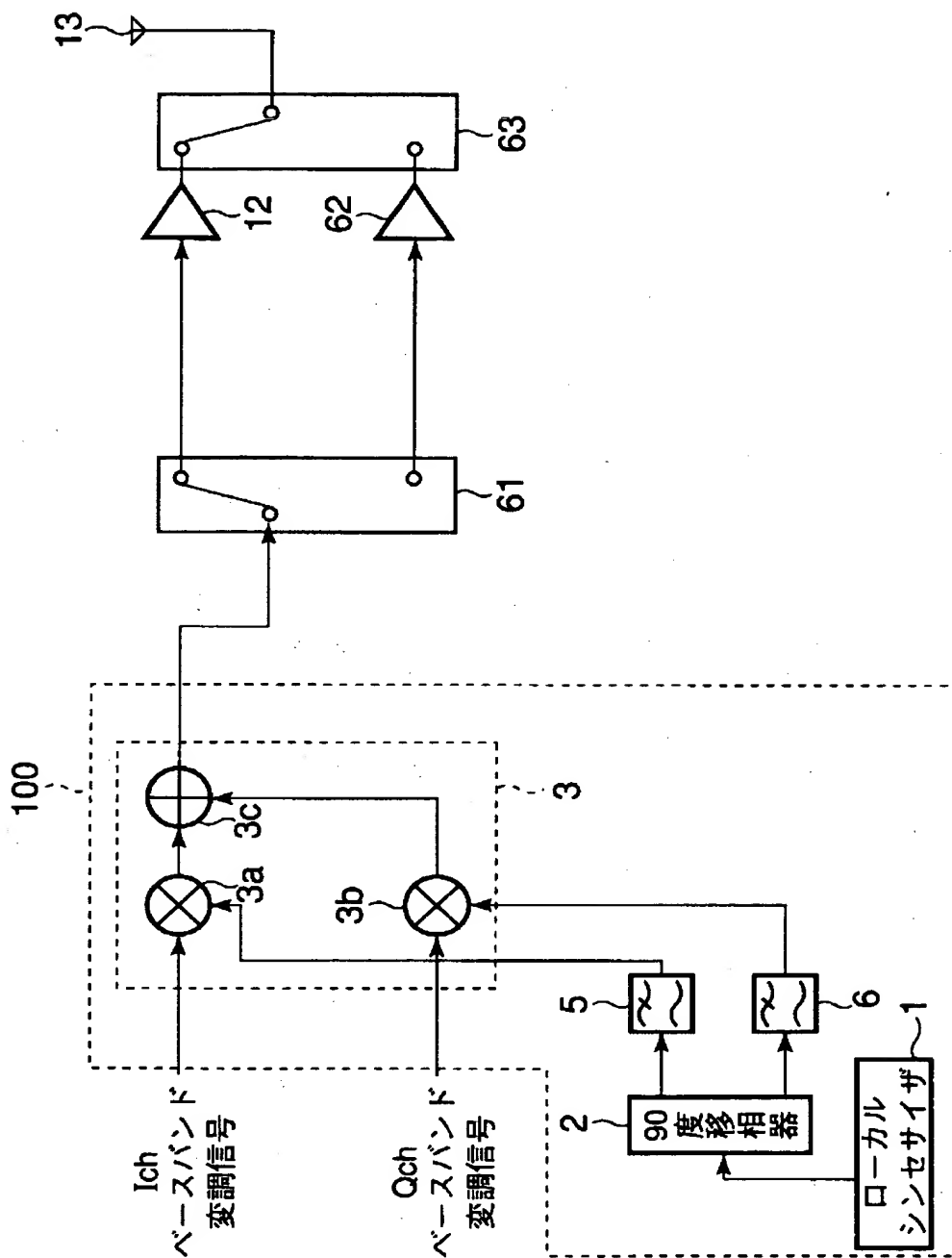
【図 8】



【図9】

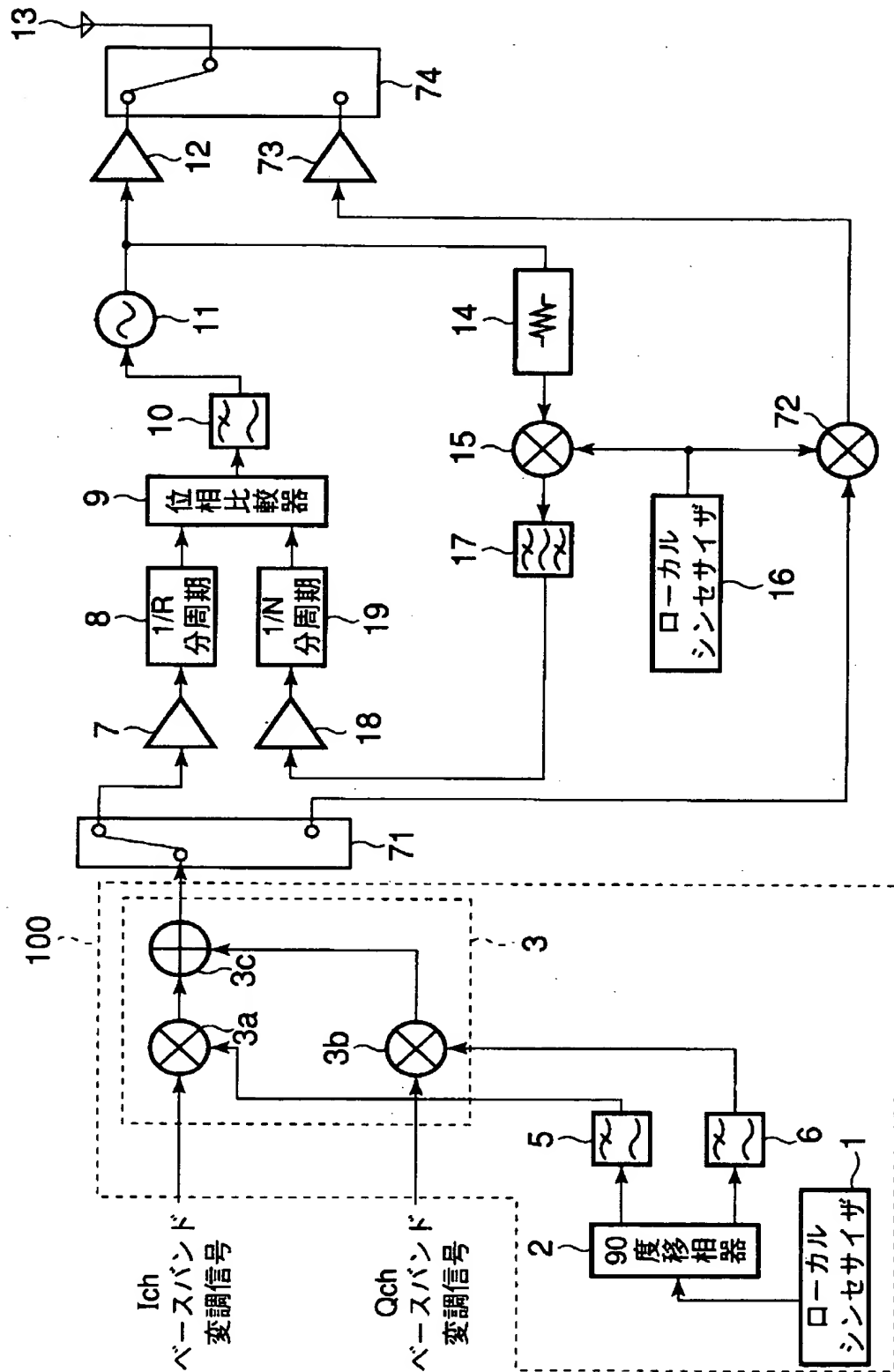


【図 10】

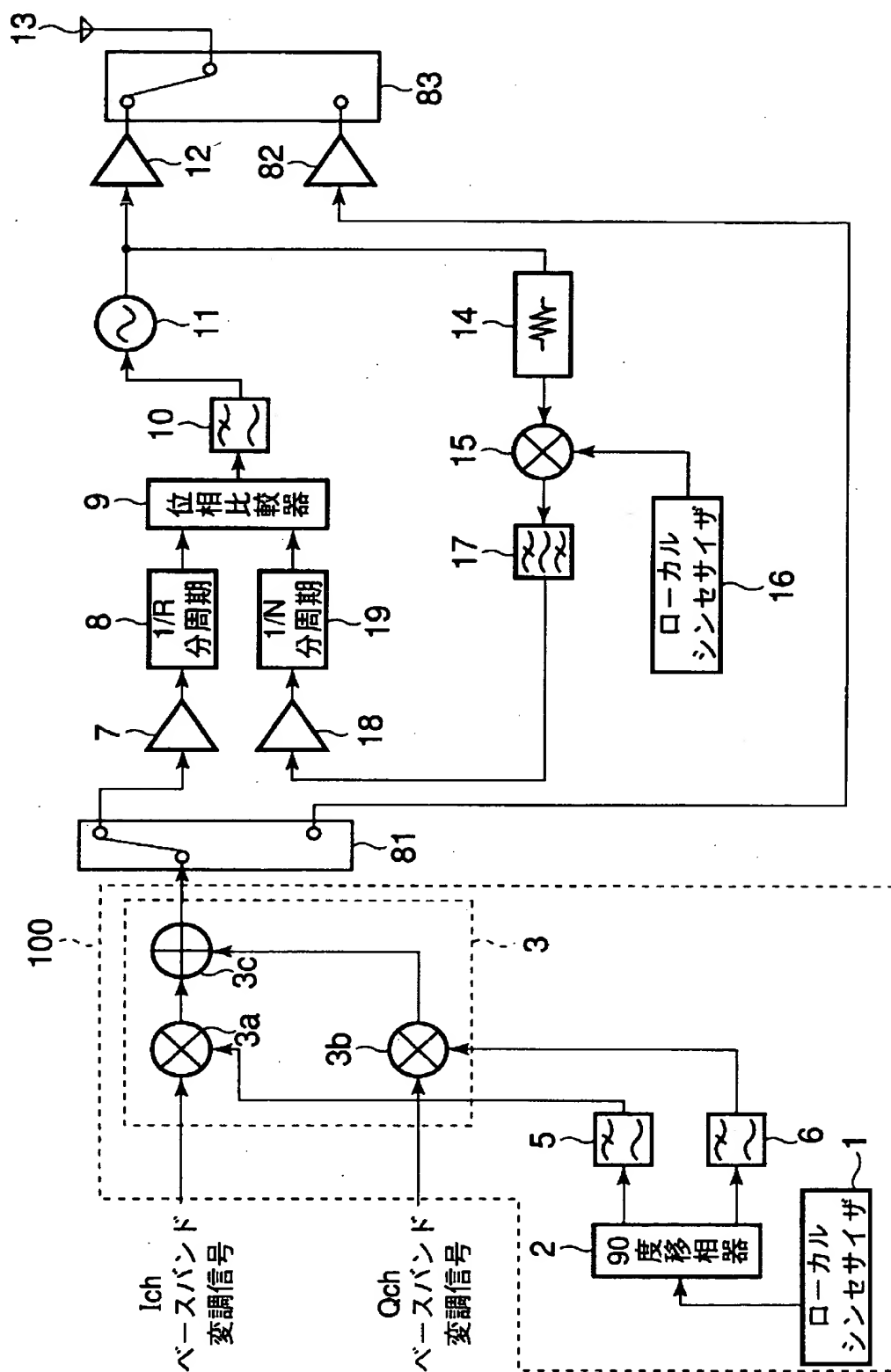




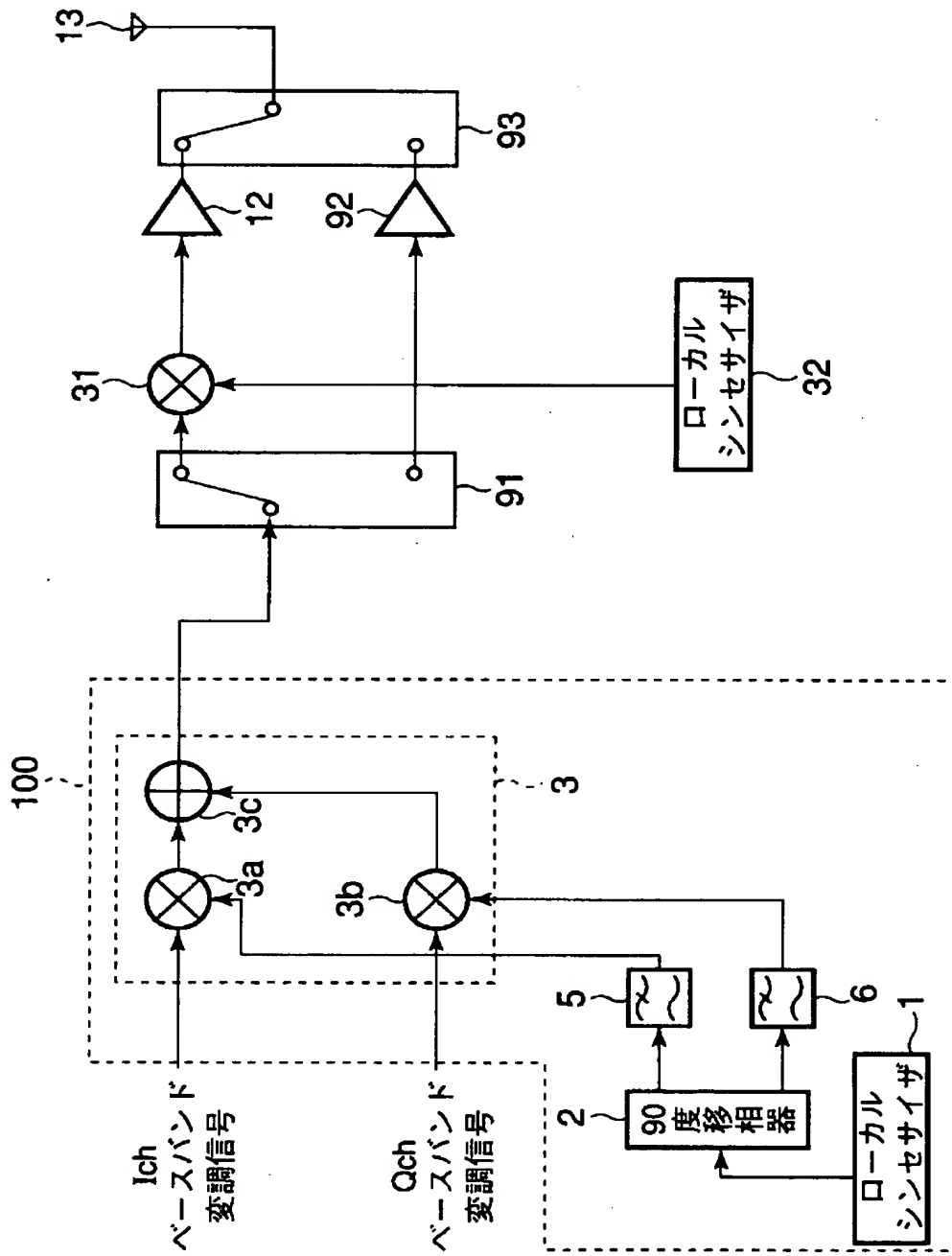
【図 1 1】



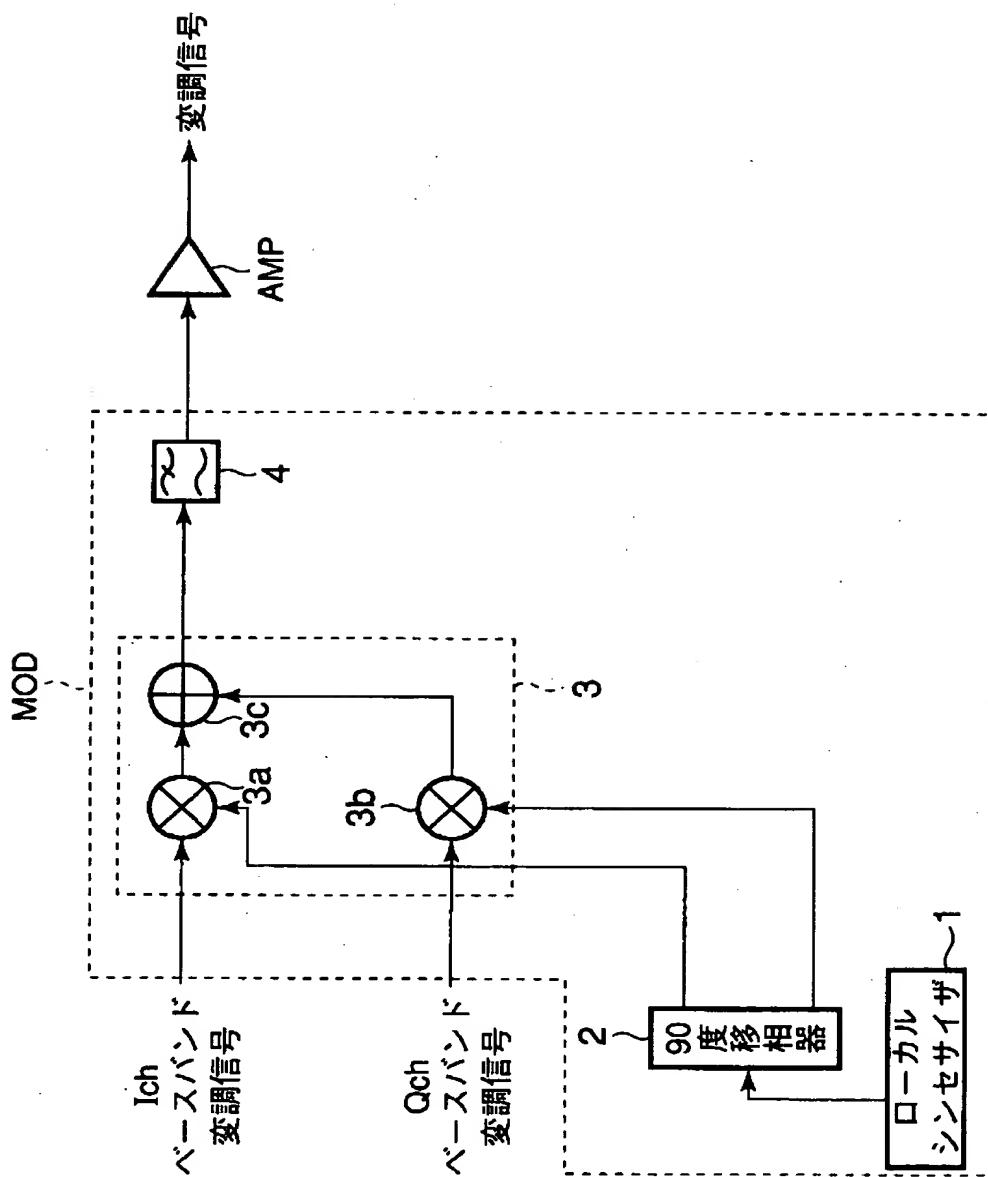
【図 12】



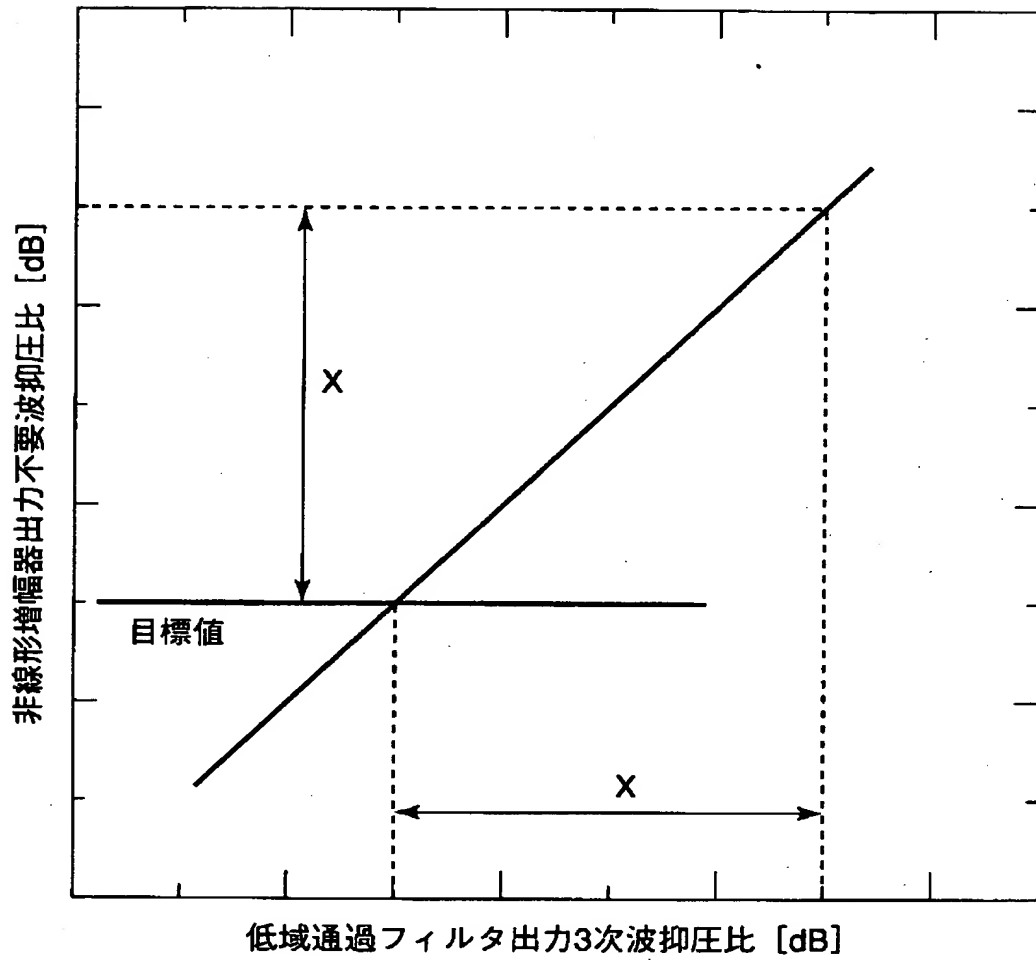
【図 13】



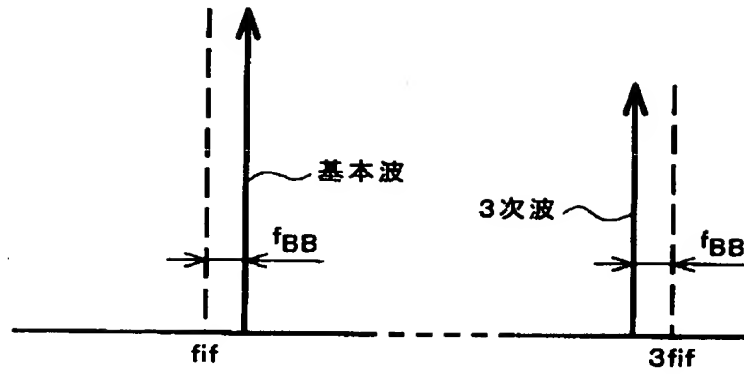
【図 1 4】



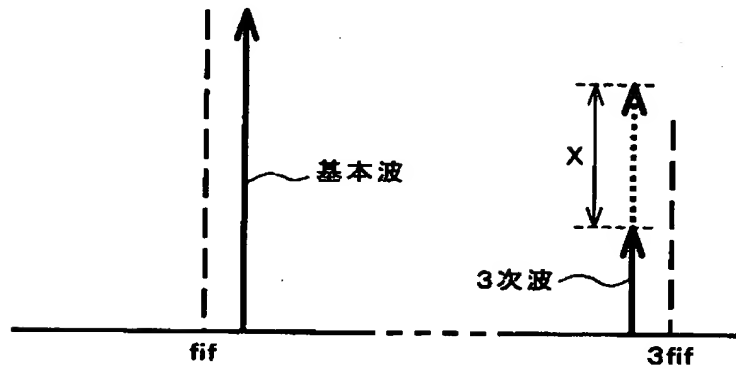
【図 1 5】



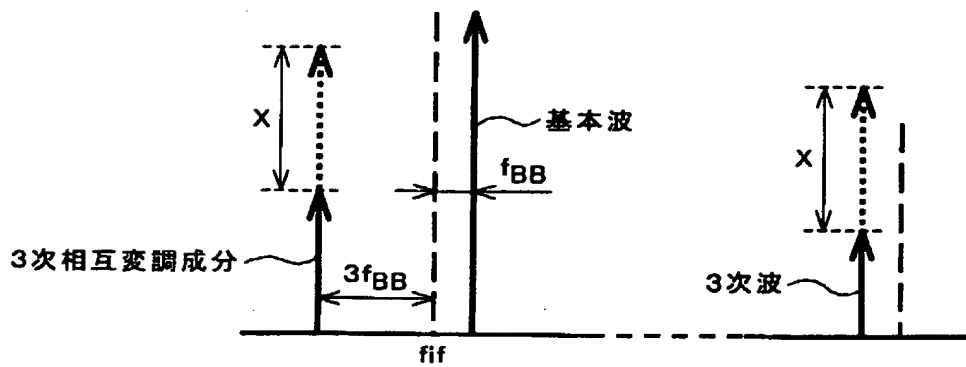
【図 16】



(a)

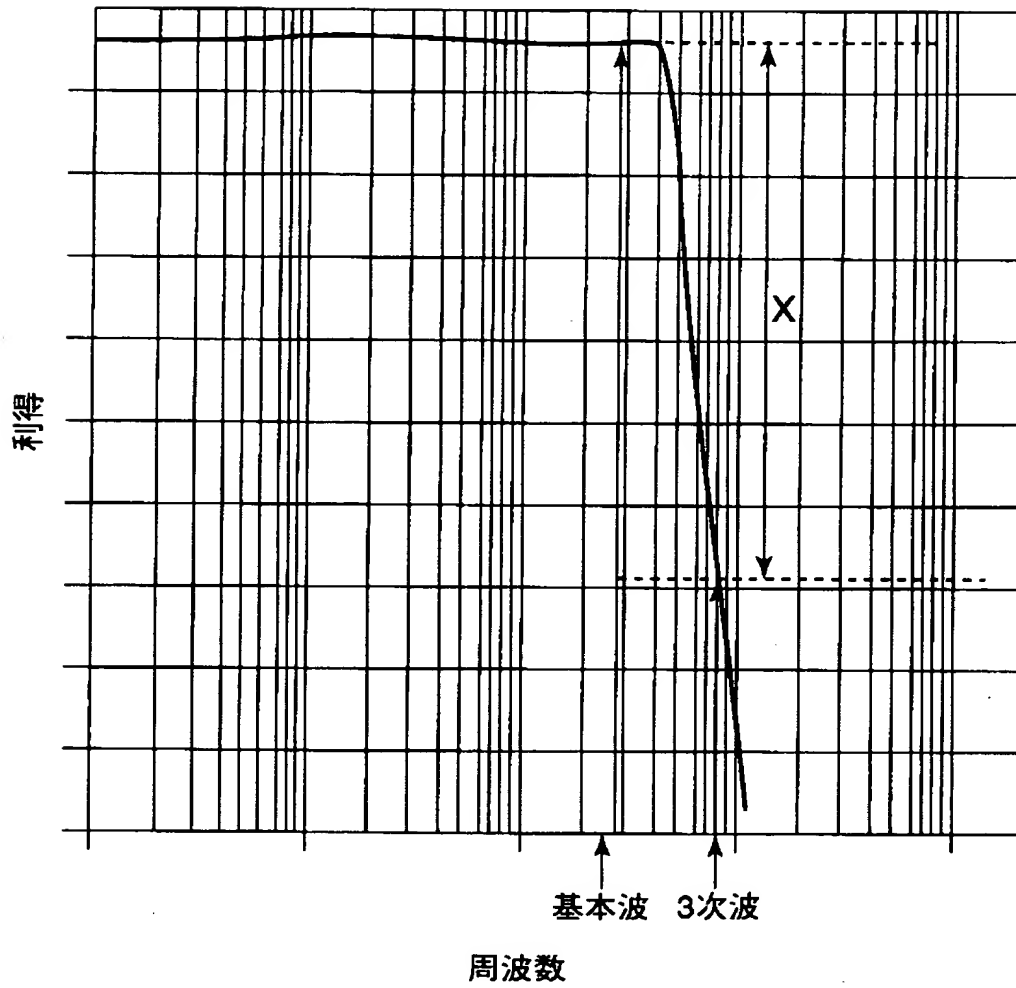


(b)



(c)

【図 17】



【書類名】                      要約書

【要約】

【課題】    高調波に対する抑圧比が比較的小さく、かつ周波数－利得特性の変化が緩やかな簡易な構成の低域通過フィルタを用いて変調信号における高調波を十分に小さく抑える。

【解決手段】    90度移相器2から出力される2つのローカル信号のそれぞれの基本波および3次波を低域通過フィルタ5, 6によりそれぞれ抑圧した上で直交変調器3へと与える。

【選択図】        図1



出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [ 0 0 0 0 0 3 0 7 8 ]

1. 変更年月日 1 9 9 0 年 8 月 2 2 日  
[変更理由] 新規登録  
住 所 神奈川県川崎市幸区堀川町 7 2 番地  
氏 名 株式会社東芝